TV

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO **10**

LIRE 350

Anno XXXIV - Ottobre 1962

ANNO XXXIV 10

OTTOBRE 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

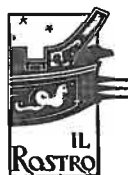
Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

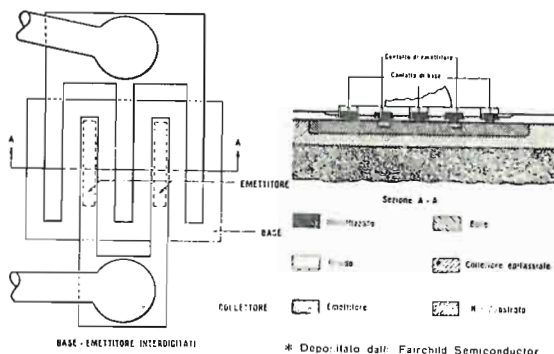
Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

Una nuova tecnologia:

CARATTERISTICHE

				Min.	Mass.	Unità
V_{CBO}	Tensione Collettore-Base				40 Volts	
V_{CEO}	Tensione Collettore-Emettitore				15 Volts	
V_{EBO}	Tensione Emettitore-Base				4,5 Volts	
V_{CEO} (sust)	Tensione Collettore-Emettitore $I_C = 10$ mA (a impulsi) $I_B = 0$ (**)			15		Volt
V_{CE} (sat)	Tensione di saturazione collettore-emettitore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1{,}0$ mA				0,25	Volt
V_{BE} (sat)	Tensione di saturazione base-emettitore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1{,}0$ mA			0,7	0,85	Volt
h_{fe}	Guadagno di corr. ad alta frequenza $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V, f = 100 mc			5,0		
C_{ob}	Capacità d'uscita $V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$				4,0	pF
CTE	Capacità emettitore-base a collettore aperto $V_{EB} = 0{,}5$ V, $I_C = 0$				4,0	pF
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp. $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 1{,}0$ V		2N2368	20	60	
			2N2369	40	120	
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp. $I_C = 100$ mA, $V_{CE} = 2$ V		2N2368	10		
			2N2369	20		
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp. $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 1{,}0$ V, —55°C		2N2368	10		
			2N2369	20		
t_s	Costante di tempo di immagazzin. delle cariche $I_C = 10$ mA $= I_{B1} = I_{B2}$		2N2368		10	nsec
			2N2369		13	nsec
T_{on}	Tempo di innesco $I_C = 10$ mA, $I_{B1} = 3$ mA		2N2368		12	nsec
			2N2369		12	nsec
T_{off}	Tempo di innesco $I_C = 10$ mA, $I_{B1} = 3$ mA $I_{B2} = 1{,}5$ mA		2N2368		15	nsec
			2N2369		18	nsec

(**) Larghezza dell'impulso = 300 µsec, Duty cycle = 1 %

e due transistori microplanari:

2N2368 2N2369

Commutazione ad altissima velocità ed alta corrente, ideali per applicazioni in logiche per calcolatori ad alto grado di affidamento. Ora disponibili in grande quantità, a prezzi convenienti.

La tecnologia microplanare è la prima ad associare il processo planare, la metallizzazione su ossido e il processo epitassiale con geometrie interdigitate.

La combinazione del processo planare con la metallizzazione su ossido rende realizzabile un dispositivo che è elettricamente piccolo ma allo stesso tempo fisicamente abbastanza grande da rendere possibile una tecnica di saldatura degli adduttori di sicuro affidamento.

Le giunzioni protette assicurano bassa corrente di dispersione, basso fattore di rumore, più ampi campi di h_{FE} e stabilità di tutti i parametri dipendenti dalla superficie.

Larghe aree metallizzate per la saldatura degli adduttori sono evaporate sulle giunzioni protette da uno strato di ossido (brevetto Fairchild) permettendo la saldatura di adduttori normali su dispositivi di microdimensione.

Il processo epitassiale fornisce tensioni di saturazione più basse e tensioni di rottura inversa più elevate.

Le geometrie interdigitate determinano velocità di commutazione rapide e risposte di frequenza più elevate senza sensibile limitazione di corrente.

Per ulteriori informazioni indirizzate le vostre richieste a:

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S. p. A:

U. S. P.

Agrate - Milano

Via C. Olivetti, 1

dott. ing. Alessandro Banfi

Il televisore stile 1963

Dalle varie recenti Mostre Internazionali e Nazionali di Radio e TV, nonchè dalle informazioni tecniche fornite dai più noti costruttori del ramo. si sta delineando una particolare tendenza nelle prestazioni tecniche dei televisori di nuova produzione.
Trattasi peraltro di una intelligente e pratica forma di compromesso fra contrastanti esigenze tecniche e commerciali, destinata a dare un notevole impulso alla diffusione capillare della televisione, oggi divenuta un importantissimo fattore della moderna vita sociale.
Il concetto al quale si ispira questa particolare tendenza costruttiva, è il seguente:

> *« realizzare un televisore di prestazioni medie soddisfacenti, con imma-*
> *« gini di buona qualità, anche se non perfette, ma con funzionamento*
> *« assolutamente sicuro a lunga scadenza, con un minimo di regolazioni*
> *« indispensabili esterne ».*

Si tenga comunque presente che tale concetto fondamentale ha trovato recentemente applicazione anche in vari altri settori produttivi, quali ad esempio i frigoriferi e le automobili. Inoltre questo principìo si abbina utilmente ad un altro concetto di economia di costo, tendenza questa che si va oggi generalizzando nella produzione degli articoli di largo consumo.
Facilità e sicurezza d'uso, nonchè basso costo, sono oggi le potenti molle che orientano l'attuale produzione dei televisori. Ciò richiede un'accurata revisione e semplificazione sia degli schemi circuitali, che della tecnologia costruttiva, eliminando ogni controllo od organo non strettamente indispensabile al regolare funzionamento del televisore ed adottando componenti di ottima qualità e di sicura e duratura efficienza.
Questo naturalmente non significa l'abbandono dei circuiti elaborati, provvisti di numerosi dispositivi automatici più o meno complessi, che potranno venire utilmente impiegati in una categoria di televisori che potremo chiamare « di lusso », e che potrà riuscire gradita ad un pubblico più esigente. Ma la nuova formula che oggi ispira i costruttori più noti e qualificati è quella sopra accennata, mirante alla produzione di televisori di larga diffusione e di sicuro riposo funzionale.
E sotto quest' ultimo profilo non si deve intendere unicamente la massima sicurezza e costanza di funzionamento nel tempo, col minimo (o nullo) intervento dei servizi di assistenza tecnica, ma altresì il complesso di manovre e controlli per l'uso pratico continuativo del televisore. La soluzione ideale sarebbe quella di un televisore munito del solo interruttore di accensione e spegnimento: ciò ci riporta al concetto di « compromesso » accennato sopra fra l'adozione di automatismi circuitali e semplicità d'uso.
Il televisore 1963 deve poter andare nelle mani di tutti, anche del profano, pur assicurando delle prestazioni sufficienti ed uniformi, ed essere esente da guasti per un lunghissimo periodo di tempo (ad esempio 3 anni). E nel contempo deve essere alla portata di borse modeste.
Supponiamo bene che tutto ciò è, se non proprio irraggiungibile, almeno molto difficile a realizzarsi in pieno. Ma uno stuolo di tecnici di tutto il mondo sta lavorando accanitamente su questo binario e possiamo fondatamente ritenere che il successo non mancherà.
Anzi, tale successo si è già verificato in alcune produzioni recentemente presentate all'ultima Mostra Nazionale della Radio, all'insegna dello « slogan »: « bando agli inutili automatismi — massima sicurezza di funzionamento, » per giungere al televisore « sigillato ». **A**

dott. ing. Giuseppe Baldan

Il ponte per misure di impedenza 1650-A della General Radio Co.*

Fig. 1 - Vista frontale del ponte 1650 A.

Questo strumento è già stato sommariamente descritto (l'antenna, settembre 1959, n. 9). Riteniamo però di fare cosa gradita ai nostri lettori riprendendo lo stesso argomento e soffermandoci ad illustrare con maggiori dettagli le particolarità delle sue prestazioni e le misure speciali che esso consente di eseguire.

Il ponte per la misura di impedenze mod. 1650-A è uno strumento di progettazione completamente nuova destinato a sostituire il vecchio ponte mod. 650-A, famoso in tutto il mondo. Questo strumento si è imposto per le sue ottime caratteristiche e per la sua alta versatilità nelle misure di R, L, C, Q e D. Il nuovo strumento troverà un'accoglienza ancora maggiore perchè da una parte migliora alcune delle caratteristiche elettriche del suo predecessore e dall'altra presenta delle caratteristiche meccaniche che garantiscono al massimo la compattezza, la robustezza e la facilità di impiego.

(*) Il ponte per misure di impedenza 1650-A è costruito dalla General Radio Co., di cui è rappresentante per l'Italia la Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti, Milano.

1. - PANNELLO FRONTALE

Nella fig. 1 si può vedere come si presenta il pannello frontale del nuovo ponte con le varie prese e comandi che servono per l'esecuzione delle molte misure possibili. Nelle due tabelle riportate a pag. 489 vengono descritte le funzioni dei comandi e delle prese.

2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La fig. 2 illustra i 5 circuiti a ponte utilizzati dal nuovo strumento: due ponti a confronto per la misura di impedenze capacitive in serie ed in parallelo, un ponte di Wheatstone, un ponte di Maxwell ed un ponte di Hay. Le misure sul ponte di Wheatstone possono esser eseguite sia in c.c. che in c.a. Le due resistenze variabili sono costituite da due reostati di precisione G.R. a filo. Il reostato CRL usa un sistema di compensazione meccanica che garantisce un'alta precisione, il reostato DQ abbraccia un campo logaritmico di 54 dB. Il condensatore standard è un condensatore G.R. in mica argentata. Le altre resistenze fisse sono sempre G.R., avvolte in filo; solo una resistenza da 1 MΩ di un braccio di rapporto è una resistenza a strato ma ha una precisione dello 0,25 %.

La scelta del tipo di ponte si effettua per mezzo del « selettore CRL » (S_2). La portata si fissa invece con il « moltiplicatore CRL » (S_1). Dei doppi contatti in argento garantiscono una bassa resistenza di contatto. Gli elementi resistivi non utilizzati vengono sempre messi a terra per ridurre al minimo le capacità parassite.

L'interruttore di funzione (FUNCTION) a 5 posizioni serve per scegliere i circuiti di alimentazione e di azzeramento del ponte. L'alimentazione può avvenire in c.c. o in c.a., in ambedue i casi si può utilizzare o una sorgente interna oppure una sorgente esterna.

La sorgente interna in c.c. è costituita da quattro pile *O* che danno una tensione di 6 V. Una resistenza da 100 Ω serve per limitare la corrente massima

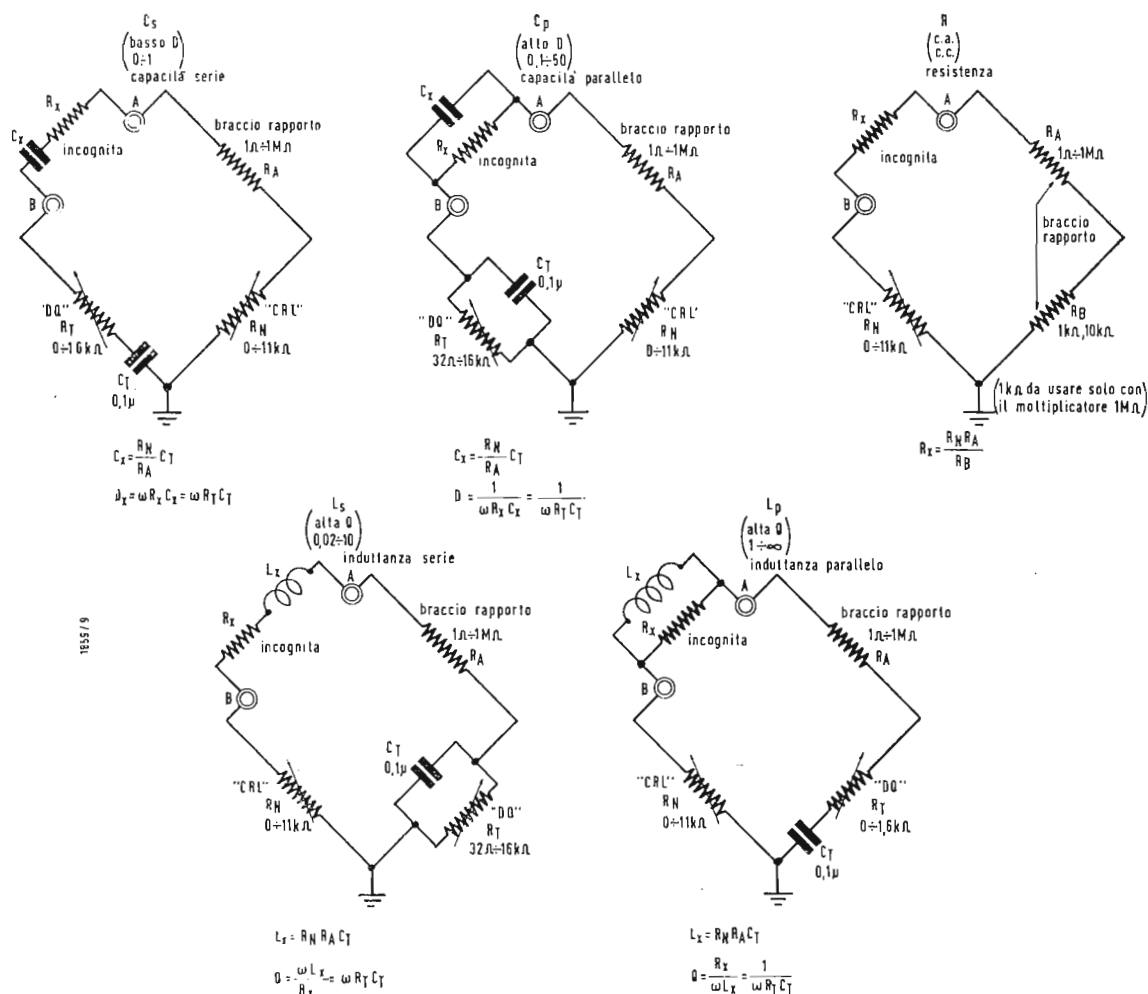



Fig. 2 - Schemi dei circuiti di misura usati nel ponte 1650 A.

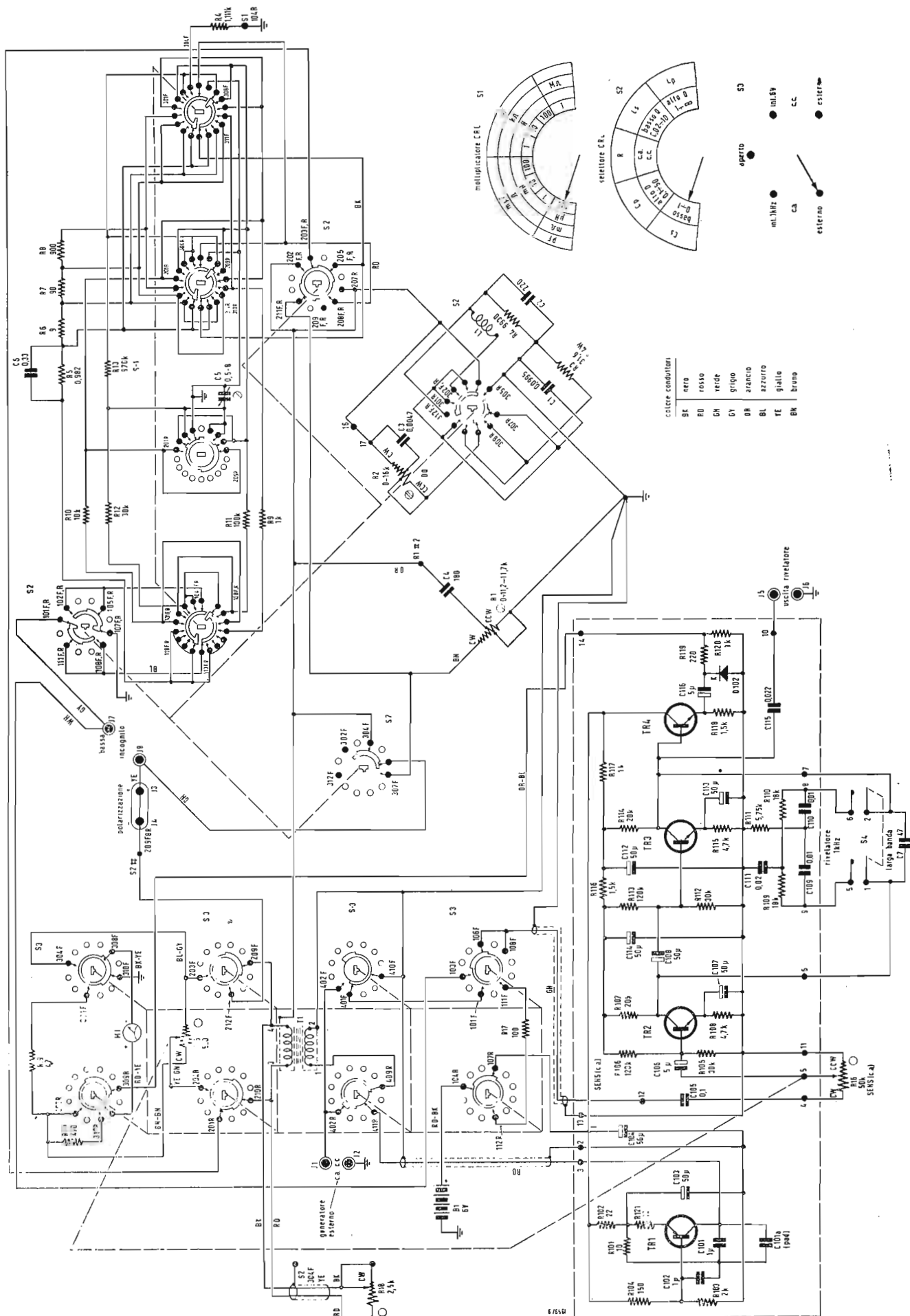



Fig. 3 - Schema completo del ponte 1650 A.

Tabella dei comandi del ponte per misure d'impedenza

Nome	N.	Tipo	Funzione
CRL MULTIPLIER moltiplicatore CRL	S_1	commutatore a 8 posizioni	sceglie le portate per le impedenze
CRL SELECTOR selettore CRL	S_2	commutatore a 5 posizioni	sceglie il tipo di ponte
FUNCTION funzione	S_3	commutatore a 5 posizioni	sceglie il tipo di alimentazione del ponte
CRL DIAL manopola CRL	R_1	manopola graduata	per bilanciare il ponte, misura C. R ed L
DQ DIAL manopola DQ	R_c	manopola graduata	per bilanciare il ponte, misura D e Q
ORTHONULL		levetta meccanica	inserisce il meccanismo di orthonull
DETECTOR rivelatore	S_4	interruttore a leva	inserisce un filtro selettivo nel rivelatore
OSC LEVEL livello oscillatore	R_{18}	manopola a bottone	regola il livello dell'oscillatore
SENSITIVITY sensibilità	R_{15} R_{16}	manopola a rotazione continua	regola la sensibilità del rivelatore in c.a. e c.c.

Tabella delle prese (coppie di morsetti a vite e jack)

Nome	N.	Funzione
UNKNOWN incognito	J_7J_8	per collegare l'impedenza incognita
EXT. GEN. gener. esterno	J_1J_2	per collegare una sorgente di tensione esterna in c.c. o c.a.
BIAS polarizzazione	J_3J_4	per applicare le polarizzazioni in c.c.
DET. OUTPUT uscita rivelatore	J_5J_6	per collegare una cuffia o un amplificatore esterno

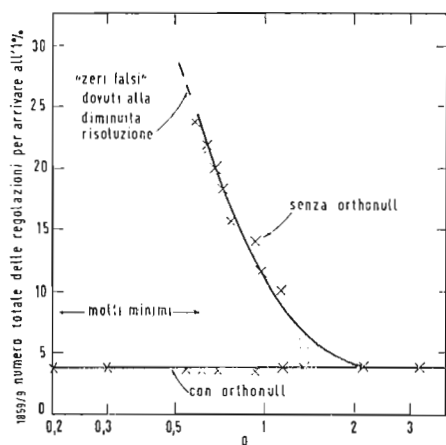



Fig. 4 - Numero di regolazioni in funzione di Q.

a 60 mA. Per l'azzeramento in caso di misure in corrente continua si utilizza direttamente lo strumento indicatore che ha una sensibilità di 2 μA/mm (vicino allo zero). Si tratta di un indicatore di zero Marion tipo C con sensibilità decrescente all'aumentare dell'indicazione.

La sorgente interna in c.a. è costituita da un oscillatore a LC transistorizzato da 1 kHz, che impiega come bobina del circuito oscillante il primario del trasformatore di alimentazione del ponte. La tensione sul secondario è di circa 1 V e può essere regolata mediante il comando « livello oscillatore » (OSC. LEVEL). Il rivelatore è costituito da un amplificatore a transistor a tre stadi ad amplificatore variabile. Esso alimenta direttamente lo strumento indicatore; la tensione amplificata è però disponibile su due morsetti del pannello frontale e può servire per l'azzeramento con cuffia e con un amplificatore esterno.

Nel caso in cui si usi il generatore interno da 1 kHz si può facilitare una più netta individuazione dello zero, inserendo un filtro selettivo con il commutatore DETECTOR.

L'oscillatore ed il rivelatore assorbono complessivamente meno di 10 mA.

Nella fig. 3 è riportato lo schema completo dello strumento.

3. - PARTICOLARITA' DI FUNZIONAMENTO

Il nuovo ponte permette la misura di induttanze a Q molto bassa (fino a 0,02) e di condensatori a D molto alto (fino a 50), rendendo così possibile la misura delle componenti di qualsiasi tipo di impedenza. Nei casi estremi diventa però molto difficile l'individuazione dello zero a causa della stretta interdipendenza delle due regolazioni necessarie per ottenere l'azzeramento. Per superare una tale difficoltà nel ponte 1650 A si è previsto un meccanismo speciale: l'ORTHONULL, innestabile mediante una apposita leva. Quando l'Orthonull è inserito un accoppiamento a frizione collega in modo non reciproco il reostato « CRL » al reostato « DQ ». Ciò significa che regolando il primo si sposta anche il secondo ma non viceversa. Con questo semplice artificio meccanico, che non altera il comportamento elettrico del ponte, è possibile ridurre notevolmente il numero di regolazioni necessarie per raggiungere l'equilibrio con una determinata tolleranza (vedi fig. 4).

4. - MISURE SPECIALI

Non intendiamo soffermarci sul modo di eseguire le normali misure di impedenza con sorgenti esterne od interne; qualsiasi tecnico di laboratorio sa

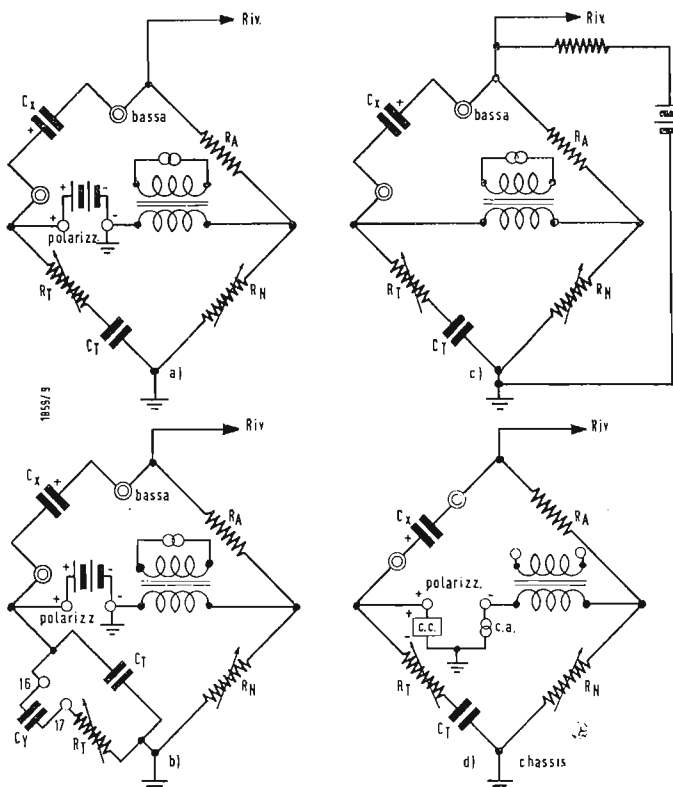



Fig. 5 - Sistemi di applicazione di una tensione in c.c. ai condensatori in prova.

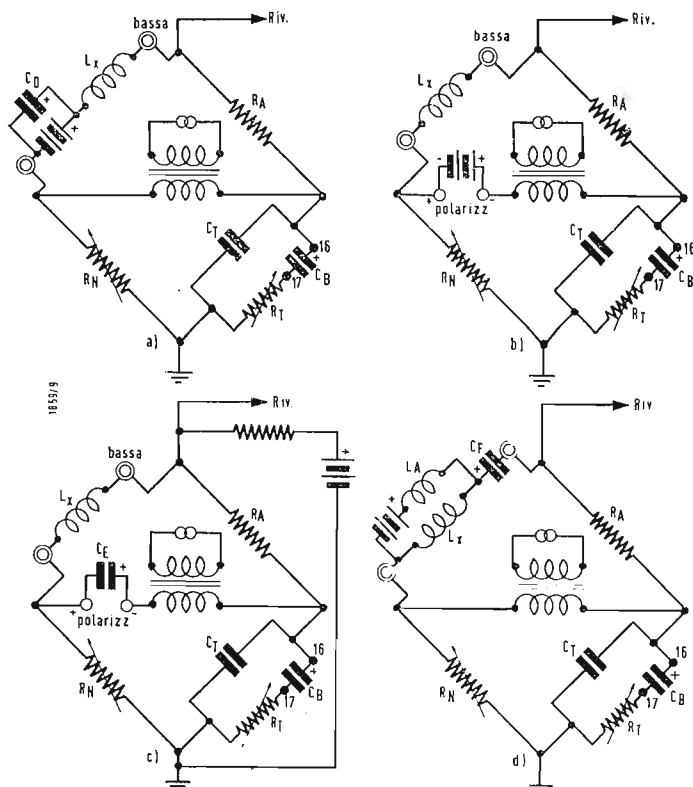



Fig. 6 - Sistemi di applicazione di una corrente continua alle bobine in prova.

come condurre tali misure ed in ogni caso ha a propria disposizione le istruzioni del costruttore. Riteniamo invece più utile per il lettore illustrare più in dettaglio le misure speciali eseguibili con il nuovo ponte, riusciremo così a dare un'idea più concreta delle vaste possibilità offerte dallo strumento.
Passiamo quindi ad esaminare le varie misure speciali.

4.1. - Polarizzazione con tensione continua del condensatore in misura

Se per la misura si usa l'oscillatore interno si adottano i circuiti delle figg. 5 *a* e 5 *b* secondo che si usi il ponte per *C* in serie o in parallelo (C_s, C_p).
Si noti nella fig. 5 *b* il condensatore di blocco C_y; esso provoca un errore di misura tanto più piccolo quanto più è alta la sua capacità. In ambedue questi circuiti l'impedenza in corrente alternata della sorgente in c.c. deve essere bassa. È, inoltre bene limitare a 0,5 W la massima potenza estraibile della sorgente in c.c. per evitare di danneggiare il ponte nel caso in cui il condensatore in prova fosse in corto circuito.
Il circuito della fig. 5 *c* è adatto sia per ponti C_s che per ponti C_p. Esso è particolarmente raccomandato per i piccoli condensatori. L'impedenza in c.a. della sorgente deve essere elevata per non cortocircuitare il rivelatore.
Se anche il generatore in c.a. è esterno si consiglia il circuito della fig. 5 *d*, particolarmente adatto per la misura di piccoli condensatori in alta frequenza. Se il generatore in c.a. non permette il passaggio della c.c. deve essere shuntato con una opportuna resistenza.

4.2. - Polarizzazione con corrente continua della bobina in misura

Con questo sistema è possibile misurare l'induttanza differenziale di qualsiasi tipo di bobina. Nel caso in cui si adotti il ponte L_s è necessario inserire fra i morsetti 16-17 un condensatore di blocco C_B che dà un errore di misura inversamente proporzionale alla sua capacità.
Le varie possibilità sono illustrate nella fig. 6.
Il circuito della fig. 6 *a* richiede una sorgente in c.c. a bassa impedenza. Si può però rimediare anche con un grosso condensatore (C_D) in parallelo. In questo circuito, come in quello della fig. 6 *b*, il valore della corrente continua deve essere tanto più basso quanto più è alta l'induttanza in prova e perciò il valore della resistenza R_a.
Il circuito della fig. 6 *c* è adatto in modo particolare per le grosse induttanze, perchè esso permette il passag-

gio di 40 mA in qualsiasi portata. La sorgente di c.c. deve avere un'alta impedenza interna.
Ed infine con il circuito della fig. 6 *d* si possono usare delle correnti continue anche molto elevate. L'induttanza L_a serve per rendere elevata l'impedenza della sorgente rispetto all'impedenza della bobina in prova. Anche il condensatore di blocco deve avere una capacità molto elevata.

4.3. - Misura in c.a. di resistenze polarizzate in corrente continua

Con tale sistema diventa possibile misurare la resistenza differenziale in c.a. di molti elementi non lineari come i diodi, i varistori, i termistori, ecc. Per gli elementi sensibili alla tensione la misura della resistenza in c.a. equivale alla misura della pendenza della caratteristica « tensione-corrente » in corrente continua. Per gli elementi sensibili alle temperatura la misura della resistenza in c.a. equivale alla misura della resistenza in corrente continua fino a che la loro costante di tempo termica è molto più grande del periodo del segnale in c.a.
I quattro circuiti secondo i quali è

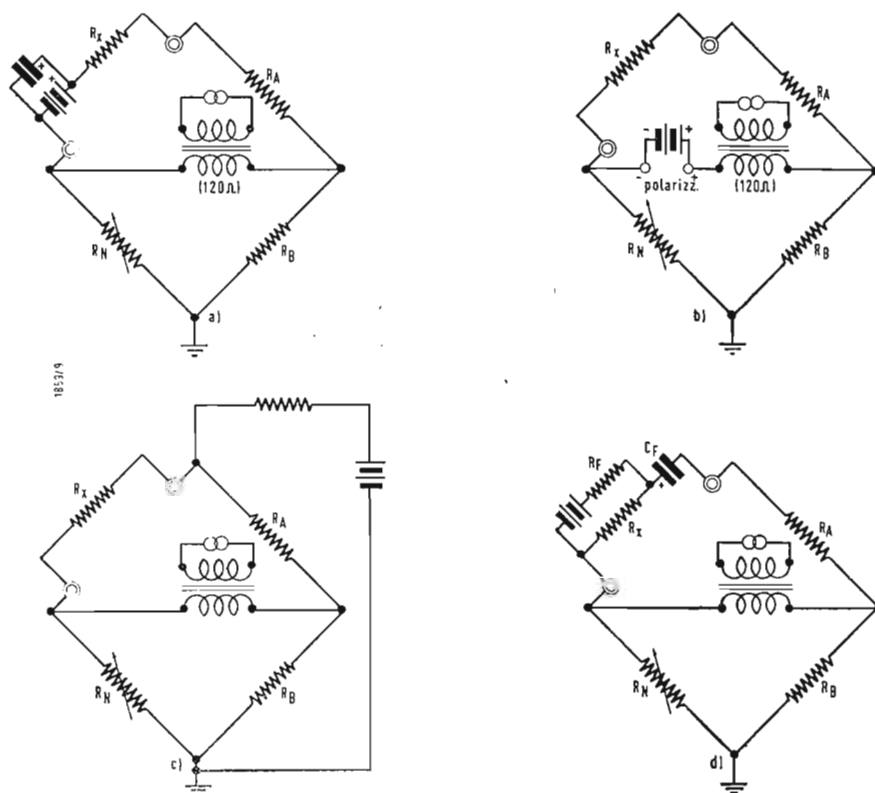



Fig. 7 - Sistemi di applicazione di una corrente continua nella misura di resistenze in c.a.

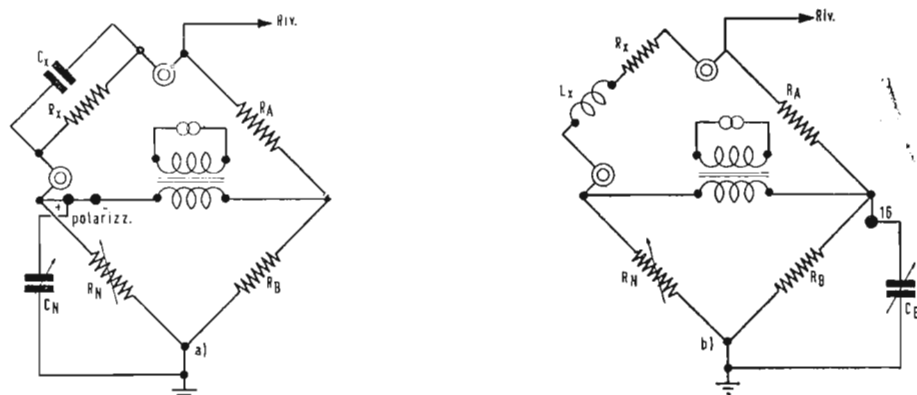



Fig. 8 - Misura di resistenze provviste di reattanza.

possibile eseguire tale misura sono illustrati nella fig. 7.

Nel circuito della fig. 7 *a* tutta la corrente passa per la resistenza in prova. La sorgente deve avere una bassa impedenza, oppure va shuntata con un grosso condensatore.

Con il circuito della fig. 7 *b* la tensione in c.c. può essere al massimo 71 V (22 V per la portata da 1 M Ω).

Il circuito della fig. 7 *c* permette di mettere a terra sia lo chassis del ponte sia la sorgente in c.c.

Il circuito della fig. 7 *d* non pone alcuna limitazione al valore della corrente continua, però R_F e C_F devono avere dei valori elevati.

4.4. - Misura di resistenza in c.a. con reattanza

Se la resistenza in prova ha una forte componente reattiva risulta difficile ottenere un bilanciamento perfetto in c.a. In tali casi si può migliorare la sensibilità dell'azzeramento usando un condensatore esterno per compensare la reattanza della resistenza in prova.

Se R_x è capacitiva il condensatore compensatore C_N va collegato come in fig. 8 *a*. Raggiunto l'azzeramento il valore di R_x si legge direttamente sulla scala CRL ed il valore di C_x è dato da:

$$C_x = C_N \frac{R_N}{R_x}$$

Se R_x è induttiva C_N va collegato come in fig. 8 *b*. In queste condizioni la scala CRL indica il valore della resistenza in serie R_x, il valore della qualità della bobina in prova è dato da:

$Q = \omega R_B C_B$.

4.5. - Misura della frequenza di risonanza di circuiti oscillanti

Se si alimenta il ponte con un generatore esterno a frequenza variabile e se si usa il ponte per la misura di resistenza in corrente alternata si può misurare direttamente la frequenza di risonanza e la componente resistiva del circuito in prova.

4.6. - Misura di elementi schermati a tre terminali

Quando l'elemento è schermato e lo schermo non è collegato ad alcuno dei suoi terminali si ottiene un componente a tre terminali (fig. 9). Per misurare l'impedenza diretta del sistema si deve collegare lo schermo ad un qualsiasi morsetto di massa del pannello. Se una delle due capacità C_A o C_B è piccola l'errore di misura è trascurabile. Nella misura di induttanze schermate conviene collegare al morsetto LOW il terminale che ha la massima capacità verso lo schermo.

Fig. 9 - Impedenze schermate a tre terminali.

4.7. - Misure a distanza

Poichè la capacità verso terra dei collegamenti ha una influenza ridotta, in particolare per le misure di capacità, l'elemento in prova può trovarsi anche ad una certa distanza dal ponte. Se almeno uno dei conduttori è schermato si evita anche la capacità parassita fra i due conduttori. In tale caso il conduttore schermato va collegato al morsetto LOW. Se si misurano basse impedenze conviene tenere conto della impedenza e resistenza dei conduttori.

4.8. - Misura di elementi messi a terra

Per eseguire questo tipo di misura lo chassis dello strumento deve rimanere fluttuante (cioè non va messo a terra).

Se l'elemento in prova è un condensatore può essere collegato a terra uno qualsiasi dei due morsetti. Se si mette a terra il morsetto LOW si possono tollerare maggiori capacità fra chassis e terra però si ha maggiore sensibilità al rumore.

Se l'elemento in prova è un induttore conviene mettere a terra il morsetto LOW.

Anche con lo chassis fluttuante il pannello può essere usato per il collegamento di un eventuale schermo.

4.9. - Misure con limiti di tolleranza

Molte volte non interessa conoscere il valore esatto dell'elemento in prova ma è sufficiente controllare che esso sia compreso entro un certo campo di tolleranza. Per questa indicazione si usa lo strumento di azzeramento. La procedura è la seguente:

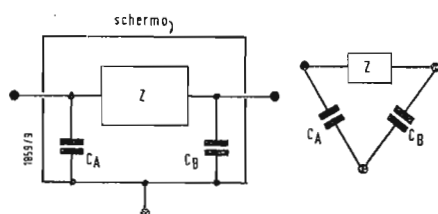
a) Bilanciare il ponte con uno degli elementi da misurare (meglio se in tolleranza).

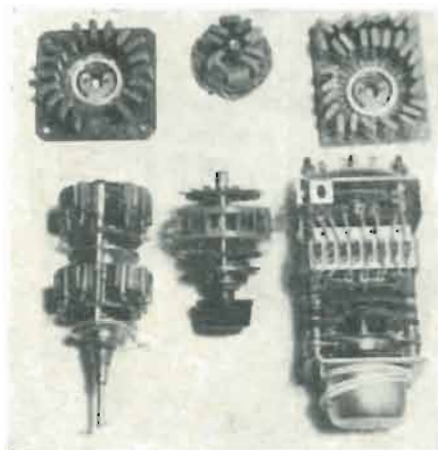
b) Spostare la manopola CRL della tolleranza stabilita (se la tolleranza è simmetrica, di metà della tolleranza se questa non è simmetrica).

c) Regolare la sensibilità fino ad ottenere una indicazione di cinque divisioni nello strumento.

d) Portare la manopola CRL sul valore centrale (nominale se la tolleranza è simmetrica).

e) Collegare gli altri elementi. I pezzi buoni sono quelli che provocano una deviazione minore di cinque divisioni. Se la tolleranza totale è superiore al 20% conviene disporre la manopola CRL in modo da avere una indicazione uguale con due elementi che stiano ai due limiti del campo di tolleranza.

A

Accordo italo-americano per le ricerche spaziali

Con uno scambio di note di ratifica nel corso di una breve cerimonia che sè si volta a Villa Madama alla presenza del Vice-Presidente degli Stati Uniti Lyndon B. Johnson e del Ministro italiano degli Affari Esteri, senatore Attilio Piccioni, è entrato in vigore un accordo in virtù del quale l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale degli Stati Uniti (NASA) si impegna a prestare la sua collaborazione per alcuni aspetti del programma nazionale italiano di ricerche spaziali.
Il programma italiano, che va sotto la denominazione convenzionale di « Progetto San Marco », viene diretto dalla Commissione per lo Spazio del Consiglio Nazionale delle Ricerche (CNR). Esso prevede, tra l'altro, il lancio di un satellite scientifico su un'orbita equatoriale terrestre mediante l'impiego di un vettore a razzo del tipo « Scout » posto a disposizione degli Stati Uniti, nonchè di una piattaforma galleggiante di costruzione italiana ancorata nella zona equatoriale.
Il satellite italiano provvederà alla misurazione delle densità dell'aria, delle temperature e del contenuto elettronico della regione superiore dell'atmosfera e della ionosfera. Questi dati, di straordinario interesse perchè raccolti su un'orbita equatoriale, sinora mai percorsa da veicoli spaziali, verranno tempestivamente messi a disposizione dell'intera comunità scientifica mondiale.
I termini dell'accordo di collaborazione tra gli Stati Uniti e l'Italia nel campo delle ricerche scientifiche spaziali di pace furono oggetto di un memorandum d'intesa che venne firmato a Ginevra, il 31 maggio di quest'anno dal presidente della Commissione italiana per lo Spazio, prof. col. Luigi Broglio, e dal vice-direttore generale della NASA, dr. Hugh L. Dryden.
In base al protocollo, che è stato ratificato in occasione della visita del Vice-Presidente degli Stati Uniti in Italia, l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) collaborerà con la Commissione spaziale italiana all'attuazione delle seguenti fasi del Programma San Marco:
1) Voli per il collaudo degli strumenti scientifici per il satellite mediante razzi-sonda lanciati sia dalla Stazione NASA dell'Isola di Wallops, in Virginia, sia da una piattaforma rimorchiabile, simile alle cosidette « Texas Towers » che vengono adoperate normalmente nelle operazioni di estrazione del petrolio al largo della costa;
2) Volo orbitale di un prototipo del satellite recante strumenti a bordo, da lanciare dall'Isola di Wallops; e
3) Il volo orbitale del satellite vero e proprio, che verrà lanciato da una piattaforma galleggiante all'ancora in acque equatoriali.
Nell'ambito delle tre fasi del programma italiano previste dall'accordo, la Commissione per lo Spazio del CNR sarà responsabile della selezione dei tecnici, della progettazione, costruzione e sperimentazione del satellite scientifico; della progettazione e costruzione e del trasferimento della piattaforma galleggiante, nonchè dei servizi presso il poligono di lancio e dell'analisi dei dati del satellite.
In virtù dell'accordo, la NASA fornirà i razzi-sonda per i voli di prova e i vettori « Scout » per la messa in orbita dei satelliti; e provvederà all'addestramento, all'assistenza tecnica e alla raccolta dei dati, nonchè ai servizi di rilevamento del satellite italiano con la stazione « minitrack » di Quito, nell'Ecuador. (*u.s.*)

La McCoy Electronics Co. costruisce dei complessi commutatori a più cristalli per apparecchiature di telecomunicazione, anche su progetto particolare e fornendo assistenza tecnica nella ricerca dei circuiti oscillatori, nelle specifiche dei cristalli e dei filtri, nel dimensionamento dei sistemi di commutazione.

Il laboratorio di ricerca tecnica della Marconi Instruments Ltd di St. Albans è in grado di simulare le più disparate condizioni climatiche e di trasporto. Nella fotografia, un tecnico della Marconi sta studiando il comportamento di una apparecchiatura nel corso di una prova di vibrazione, con l'ausilio di uno stroboscopio.

La TELONIC INDUSTRIES INC. ha presentato un generatore di segnali sweep con otto uscite indipendenti. Il nuovo generatore, mod. SP-135, è destinato principalmente a fabbriche e laboratori per misure su ricevitori AM, FM e TV.

SIMA alla Mostra dell'Automazione e Strumentazione a Milano, 22-27 Novembre 1962

L'esposizione in gruppo della Scientific Instrument Manufacturers' Association of Great Britain Ltd. alla Mostra dell'Automazione e Strumentazione di Milano costituisce la sua più grande manifestazione del 1962 nel settore propaganda d'esportazione. Ben trenta ditte formano parte di questa esposizione in gruppo. Questa partecipazione alla Mostra di Milano rappresenta il culmine di una serie di attività propagandistiche espletate nel mercato italiano e che ebbe inizio con una visita fatta in Italia nell'Ottobre 1961 da una delegazione dell'Associazione. Lo scopo prefissosi dalla delegrazione era quello di mettere in luce le opportunità esistenti.

La Scientific Instrument Manufacturers' Association of Great Britain Ltd. è l'associazione di categoria dell'industria della strumentazione della Gran Bretagna e abbraccia fabbricanti di apparecchi di misura, di controllo, ottici, nucleonici, elettronici ed affini. Oltre a proteggere gli interessi dell'industria, l'Associazione fornisce servizi ai propri soci nei settori pubblicità e promozione commerciale.

Tramite il Servizio Richieste, gestito dalla SIMA in collaborazione con la British Scientific Instrument Research Association, si evadono le richieste relative alla scelta di strumenti ricevute da ogni parte del mondo. Il Servizio Richieste s'impegna a dare ad un eventuale cliente informazioni circa dove ottenere determinate apparecciature o se esiste apparecchiatura destinata ad eseguire un determinato lavoro. *(s.i.)*

Il « Premio Emanueli » conferito per il 1962 al Prof. Ing. Albino Antinori

Nel corso della cerimonia di chiusura del Congresso internazionale per l'elettronica — una manifestazione della IX Rassegna elettronica e nucleare di Roma — il Ministro delle poste e telecomunicazioni, Senatore Ing. Guido Corbellini, ha consegnato al Prof. Ing. Albino Antinori, esternandogli il proprio compiacimento, la medaglia del « Premio Emanueli », per il 1962.

La consegna del Premio da parte del Ministro è stata preceduta da un discorso del Presidente della Fondazione « Ugo Bordoni », Ing. Michele Paris; discorso, che qui di seguito si riassume.

Tutti i tecnici conoscono il nome dell'Ing. Emanueli, valoroso dirigente tecnico della SOC. PIRELLI benemerito pioniere della tecnica dei cavi per trasporto di energia elettrica ad alta ed altissima tensione. L'opera sua, in questo particolare campo della tecnica dei cavi isolati in carta impregnata, fu estremamente feconda e culminò nella importantissima geniale invenzione del « cavo ad olio fluido ». Ma Emanueli è stato anche un grandissimo tecnico nel vasto, suggestivo settore della trasmissione di informazioni su cavi terrestri e sottomarini e perciò la Fondazione ha a Lui intitolato il suo massimo premio annuale, costituito da una medaglia d'oro con l'effigie di Emanueli.

Nello scorso anno il premio Emanueli, primo della serie, fu assegnato a Mr. Montgomery, alto dirigente della STANDARD CO., di Londra, conosciuto come uno dei maggiori esperti mondiali nel campo delle telecomunicazioni.

Quest'anno la Fondazione ha deciso di attribuire il premio al Prof. Ing. Albino Antinori, quale riconoscimento del fattivo e prezioso contributo alla ricostruzione, potenziamento e coordinamento della rete delle telecomunicazioni italiane negli ultimi quindici anni.

L'Ispettorato generale delle Telecomunicazioni — Organo ministeriale di grande importanza, cui sono devoluti i compiti, estremamente complessi e delicati, di coordinamento nello sviluppo e nell'esercizio dei servizi di telecomunicazioni statali e sociali, ivi compresa la RAI TV — da lui, per lunghi anni magistralmente diretto e tenacemente sospinto, ha infatti, dopo la fine della guerra, messa allo studio ed attuata, la riparazione ed il ripristino della vecchia rete sotterranea a bassa frequenza, gravemente danneggiata dagli eventi bellici e, più in generale, di tutti gli impianti di telecomunicazioni nazionali.

Subito dopo l'Ispettorato ha affrontato l'allora spinoso problema sintetizzato nel seguente angoscioso dilemma per la costituzione di vie di trasmissione ad alta capacità: « cavi hertziani o cavi coassiali? », portando avanti coraggiosamente la seconda delle due soluzioni pur senza trascurare la prima; sicchè oggi, a distanza di non molti anni da tale, potremo dire, storica decisione, l'Italia può vantare una rete sotterranea telegrafonica e televisiva tra le più progredite del mondo, e al tempo stesso, è all'avanguardia nel campo dei ponti radio a microonde, ormai pervenuti ad un grado di funzionalità e di prestazioni che può ritenersi equivalente, e talvolta superiore, a quello dei cavi coassiali.

Ma non sono soltanto quelle di cui sopra le benemerenze dell'Ing. Antinori; molte altre, che qui di seguito brevemente accenneremo, possono essere annoverate al di lui merito.

Citeremo innanzi tutto gli studi che portarono alla redazione del Piano Regolatore Telefonico Nazionale e del Piano Regolatore Telegrafico Nazionale, piani che costituiscono la Carta fondamentale delle Telecomunicazioni italiane.

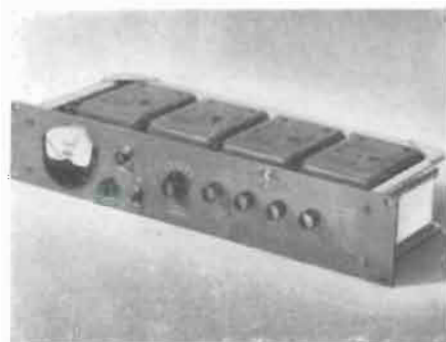
A questo riguardo riteniamo opportuno ricordare come anche lo sviluppo degli

Uno strumento adatto a misure in continua dei parametri di tutti i transistori pnp e npn fino a 15 A, è stato presentato sotto forma di scatola di montaggio dalla HEATHKIT. Si tratta del modello IM-30.

impianti telefonici sociali fu molto rilevante dal 1940 al 1956 perchè, malgrado i danni di guerra, superati nel 1947, detti impianti passarono da circa mezzo milione a due milioni circa di apparecchi (incremento 400%) ed il traffico interurbano sociale da 33 a 93 milioni di unità di conversazione (incremento 300% circa).
Parimenti importante può ritenersi il contributo dell'Ing. Antinori all'opera di ampliamento e di sviluppo dei servizi di radiodiffusione, dei servizi radiomarittimi e di quelli speciali per la stampa.
L'Ispettorato ha poi anche provveduto alla rinnovazione delle Convenzioni con le vecchie Società telefoniche concessionarie ed alla disciplina del traffico interurbano nonchè al completamento della irizzazione del servizio sociale.
Per quanto concerne l'impulso dato allo sviluppo della telefonia in generale è da annoverare a merito precipuo dell'Ing. Antinori la decisione, da lui tenacemente patrocinata, di estendere ai Comuni minori ed alle frazioni il servizio telefonico e telegrafico nel modo più sollecito possibile, estensione che ha condotto altri mille e mille rivoli di traffico alle grandi arterie della rete nazionale e procurato insperati benefici economici, sociali e morali a vaste popolazioni.
Troppo in lungo ci condurrebbe la citazione delle numerose altre notevoli benemerenze dell'Ing. Antinori; per sintetizzarle diremo che, oggi, mercè lo sviluppo raggiunto dalle telecomunicazioni e permesso dalla larga disponibilità di vie di trasmissione a capacità elevatissime, si possono avere i più disparati servizi, fra i quali non deve essere dimenticata la recente realizzazione, anch'essa dovuta all'impulso di colui che oggi onoriamo, della grande modernissima rete telegrafica a commutazione automatica per i servizi Telex, Publitelex, Telestato.
Vogliamo aggiungere che si deve all'Ing. Antinori il merito per avere per primo, a Genova, in occasione del Convegno Colombiano del 1960, richiamato l'attenzione sulla nuova tecnica delle trasmissioni transoceaniche a mezzo di satelliti artificiali di cui si profilano le prime interessanti applicazioni pratiche.
Per tutte queste considerazioni, la « Fondazione Bordoni » si è sentita onorata di offrire all'illustre e benemerito Prof. Ing. Albino Antinori questo segno di grande stima e di doveroso riconoscimento. *(i.s.)*

Un tester ad alta tensione, per misure su cavi, unito a un alimentatore con tensione variabile con continuità tra 3 e 7,5 kV c.a. viene costruito dalla SORENSEN (RAYTHEON CO.). Appartiene alla serie 800.

Molto estesa la fascia coperta dal « Tiros V ».

Ad una settimana di distanza dall'arresto del flusso delle immagini sulla coltre terrestre di nubi provenienti dal « Tiros IV », gli Stati Uniti hanno piazzato in orbita un nuovo satellite meteorologico della stessa serie che, a differenza dei quattro che lo hanno preceduto, sorvola una fascia più ampia a cavallo dell'Equatore, tra i 58,1 gradi di latitudine nord e sud, grazie alla maggiore inclinazione dell'orbita sul piano equatoriale, che è stata adottata dagli scienziati del NASA (Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale).
Praticamente, il « Tiros V » sorvola tutte le terre abitate ad eccezione dell'Alaska, della Groenlandia, della Scandinavia e delle estreme regioni settentrionali dell'URSS. Le sue telecamere hanno incominciato a funzionare a brevissima distanza dal lancio, segnalando tempestivamente una formazione temporalesca al largo di Terranova, alle stazioni del NASA, in attesa di partecipare attivamente all'osservazione degli uragani in Atlantico e nel Pacifico.
Il « Tiros IV » ha cessato di inviare immagini utilizzabili per le previsioni meteorologiche globali il 14 giugno, dopo avere trasmesso qualcosa come 30.000 fotogrammi in 121 giorni di attività. Il satellite riesce ancora a riprendere immagini solo su comando, ma il dettaglio è scarso e non consente l'utilizzazione dei fotogrammi nella « nefoanalisi » (analisi della coltre di nubi). Tuttavia, gli strumenti del « Tiros IV » per la raccolta di informazioni sul cosiddetto « bilancio termico » della Terra, ossia sulla differenza tra la radiazione solare ricevuta e quella restituita allo spazio, sono perfettamente efficienti.
Il « Tiros V » pesa complessivamente 129 chili ed è stato immesso in orbita da un razzo vettore « Thor Delta » lanciato il 26 giugno dal poligono di Cape Canaveral (Florida). Il « Tiros V » completa un giro della Terra ogni 100 minuti e 30 secondi lungo una orbita distante dal nostro pianeta 590 chilometri nel punto più vicino (perigeo) e 972 in quello più lontano (apogeo).
Il nuovo satellite dispone di due telecamere con le quali, per i primi dieci giorni ha osservato l'emisfero settentrionale. Il satellite è passato quindi ad esplorare la coltre di nubi e le formazioni temporalesche nell'emisfero meridionale. La programmazione del lancio è stata fatta in maniera che il satellite venga a trovarsi nell'emisfero settentrionale nel periodo cruciale della stagione degli uragani che si verifica appunto nel mese di agosto. Durante il primo periodo di sorvolo dell'emisfero settentrionale, le telecamere del satellite hanno fornito eccellenti immagini sulla rottura dei ghiacci nelle acque artiche, contribuendo con un apporto fondamentale di conoscenze alle misure destinate a scongiurare la minaccia che gli iceberg e la nebbia rappresentano per la navigazione marittima.
L'elettricità necessaria per il funzionamento delle due telecamere, delle trasmittenti, degli apparati elettronici ausiliari e degli strumenti scientifici (tra cui, principalmente, il rilevatore di infrarossi adoperato per la misura della temperatura e dell'energia termica assorbita dalla Terra), viene fornita da 9.260 cellule solari sistemate lungo la parete poligonale del satellite ed allacciate con una serie di batterie chimiche.

La SORENSEN ha pure annunciato la costruzione di una serie di alimentatori per tensioni tra 3 e 48 V e potenze di 2, 4, 8, 15 o 30 W. Sono tutti stabilizzati entro il ± 0,5% con una ondulazione residua inferiore ad 1 mV eff.

Le stazioni di Point Mugu (California) e di Wallops Island (Virginia) trasmettono al satellite il segnale elettronico che ordina l'immediato « travaso » delle immagini immagazzinate su nastro a bordo del « Tiros V » negli impianti terrestri di ascolto e registrazione.
Il Servizio federale Meteorologico ha immediatamente notificato all'Organizzazione Meteorologica Mondiale (WMO) delle Nazioni Unite, di cui fanno parte 115 Paesi, il lancio del « Tiros V » ed ha fornito le tabelle sui passaggi previsti al disopra delle diverse località, in maniera da agevolare la coordinazione delle osservazioni terrestri con i dati e le immagini trasmessi dal nuovo satellite meteorologico americano.
Nelle stazioni di ascolto di Point Mugu e Wallops Island, gli scienziati del Servizio Meteorologico e del NASA sono intenti a preparare le carte sulle quali viene indicata l'ubicazione, il tipo e l'entità dei sistemi di nubi fotografati dal satellite. Le carte vengono poi avviate al Centro Meteorologico Nazionale del Servizio Meteorologico nei dintorni di Washington, da dove sono ritrasmesse attraverso i circuiti che collegano gli Stati Uniti all'Europa e alle isole del Pacifico. Pertanto, qualsiasi Paese che aderisce alla WMO è in condizioni di ricevere i dati del « Tiros V ». *(u.s.)*

All'inaugurazione della XXVIII Mostra Nazionale della Radio e TV il Ministro delle Poste e delle Telecomunicazioni, Senatore Ing. Guido Corbellini in visita alla Stand della Radiomarelli, si intrattiene col Presidente del GRUPPO MAGNETI MARELLI, Cav. del Lav. Conte Dr. Ing. B. Antonio Quintavalle e col Direttore Generale della RADIOMARELLI, Dr. Ing. Comm. Mario Carenzi.

Microscopio a ionizzazione per forti ingrandimenti.

Un nuovo microscopio, in grado di portare una punta di spillo alla grandezza di un foglio di carta, è stato messo in funzione alla Columbia University per lo studio della struttura atomica dei metalli.
Lo strumento, che è stato ideato dal dr. Erwin W. Muller della Università di Stato della Pennsylvania, è il primo prodotto commercialmente dalla CENTRAL SCIENTIFIC COMPANY di Chicago. È in condizioni di ottenere ingrandimenti di 20 milioni di diametri, ossia da cinque a dieci volte in più dei più potenti microscopi elettronici esistenti, ma non può operare che su oggetti metallici per il principio stesso in base al quale è stato costruito.
Il microscopio funziona infatti mediante la ionizzazione, ossia l'asportazione di elettroni dagli atomi di elio che lambiscono la superficie dei metalli da esaminare. Lo strumento accelera gli ioni lungo un campo elettrico in direzione di uno schermo fluorescente. Durante questo tragitto gli ioni si aprono a ventaglio, in maniera da coprire sullo schermo una zona di gran lunga maggiore di quella di partenza e da fornire sullo schermo televisivo un'immagine del campione metallico dal quale gli ioni stessi sono partiti.
Il piccolo campione metallico del quale viene osservata la struttura deve essere mantenuto a bassissime temperature con azoto liquido. In tal modo si impedisce la deviazione degli ioni nel loro tragitto verso lo schermo fluorescente. Gli ioni normalmente « incandescenti » tendono, infatti, a scappare in tutte le direzioni. *(u.s.)*

Concluse la Mostra Nazionale Radio Televisione e Mostra Nazionale elettrodomestici dopo una settimana di intensa affluenza di pubblico

Si sono concluse mercoledì 12 settembre a Milano, nei padiglioni allestiti nell'ambito della Fiera di Milano, la XXVIII Mostra Nazionale Radio Televisione e la X Mostra Nazionale Elettrodomestici, inaugurate mercoledì 5 settembre dal Ministro delle Poste e Telecomunicazioni, On.le Ing. Guido Corbellini.
Nel breve periodo di attività le due rassegne, rispettivamente organizzate dal Gruppo ' Costruttori Radio e Televisione ' e dal Gruppo ' Apparecchi Elettrodomestici ' dell'ANIE (Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche), sono state visitate dal Presidente del Senato, Sen. Cesare Merzagora, alla cui presenza ha avuto luogo la cerimonia celebrativa del primo decennale della Mostra di Elettrodomestici; dal Ministro del Lavoro e della Previdenza Sociale, On.le Avv. Virginio Bertinelli, nonchè dal Ministro della Difesa On.le Dott. Giulio Andreotti.
L'affluenza del pubblico, dei commercianti, dei tecnici ed osservatori è stata molto larga. Quest'anno, allo scopo di apprestare un più accurato servizio di ricevimento e di interpretariato, le visite delle delegazioni e degli operatori economici stranieri sono state scaglionate secondo un calendario che prevedeva per il giorno 7, 8 e 9 settembre l'accoglienza dei visitatori di lingua francese, di lingua tedesca e di lingua anglosassone.
Complessivamente si calcola che i visitatori italiani e stranieri siano stati quest'anno, tenuto conto della minore durata delle due rassegne, limitata a sette contro dieci giorni degli anni precedenti, pari a circa 200.000 di cui oltre un migliaio di stranieri.
I visitatori esteri sono giunti da 38 Paesi: Arabia Saudita, Argentina, Austria, Australia, Belgio, Brasile, Canada, Cile, Cipro, Colombia, Danimarca, Egitto, Finlandia, Francia, Germania, Grecia, Inghilterra, Iran, Iraq, Israele, Jugoslavia, Libano, Libia, Malta, Marocco, Nuova Zelanda, Olanda, Principato di Monaco, Perù, Portogallo, Spagna, Stati Uniti d'America, Sudan, Svezia, Svizzera, Tunisia, Turchia, Venezuela. *(c.s.)*

Il selettore di canali UHF Philips A3.145.30*

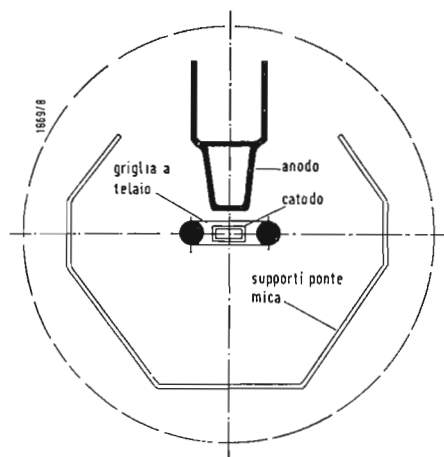



Fig. 1 - Sezione trasversale degli elettrodi del triodo PC88. È evidente la struttura asimmetrica dell'anodo.

Fig. 2 - Selettore di canali UHF A3.145.30.

Il selettore di canali UHF Philips A3.145.30 può sintonizzarsi in maniera continua entro la banda compresa tra 470 MHz e 790 MHz. Nello stadio amplificatore RF è equipaggiato con il nuovo triodo UHF PC88 mentre nello stadio convertitore-autooscillante impiega il triodo PC86. La frequenza intermedia (FI) di uscita è complesa tra 40,4 e 45,9 MHz (canale italiano protetto).

1. - IL NUOVO TRIODO PC88 CON ANODO ASIMMETRICO

Il nuovo triodo UHF PC88 è stato sviluppato in seguito agli studi e alle esperienze acquisite nel campo UHF con l'impiego del triodo PC86 usato in precedenza come amplificatore RF al posto dell'attuale PC88. Anche il triodo PC88 è con griglia a « telaio » ed è stato appositamente studiato per essere impiegato nello stadio amplificatore RF dei selettori di canali UHF. Montato in un circuito con griglia a massa esso è, infatti, in grado di fornire le prestazioni richieste da un siffatto stadio e cioè: notevole amplificazione di potenza, ottima stabilità di funzionamento e bassa reazione sul catodo del segnale presente sull'anodo, cioè, elevato disaccoppiamento tra circuito di ingresso e circuito di uscita.

Una elevata amplificazione di potenza può essere ottenuta sia quando si può disporre di una valvola con un valore di pendenza (S) elevato sia aumentando l'impedenza di carico nel circuito anodico. Infatti,

$$A = S \cdot Z_L$$

dove S è la pendenza della valvola e Z_L l'impedenza di carico. L'impedenza di carico nel circuito anodico diventa elevata quando tanto la reazione del circuito di uscita sul circuito d'ingresso quanto la capacità di uscita della valvola risultano trascurabili.

L'aver assegnato al terminale di griglia del triodo PC88 contemporaneamente 5 piedini ha contribuito decisamente ad abbassare l'induttanza del terminale di uscita di questo elettrodo (0,5 μH) e ad ottenere una bassa reazione tra uscita e entrata della valvola. A ciò ha contribuito anche la riduzione della capacità di uscita della valvola ottenuta dimezzando l'anodo; ne è derivata una nuova disposizione elettrodica nella quale l'anodo viene a trovarsi in una posizione asimmetrica rispetto al catodo come indicato schematicamente in fig. 1.

Questa particolare costruzione riduce notevolmente la capacità di uscita della valvola, ma è fuori dubbio però che, con questa disposizione, il catodo viene ad essere sovraccaricato e, per questo, trova giustificazione il fatto che il valore limite della corrente catodica nella PC88 è inferiore a quello della PC86 (PC86, $I_{k\,max} = 20$ mA); (PC88 $I_{k\,max} = 13$ mA).

La disposizione asimmetrica dell'anodo rispetto al catodo consente inoltre di ridurre considerevolmente la distanza tra catodo e griglia (circa 35 μ) consensentendo di ottenere quel valore elevato di pendenza ($S = 13,5$ mA/V) che, come abbiamo detto sopra, è una delle condizioni indispensabili per ottenere un guadagno elevato.

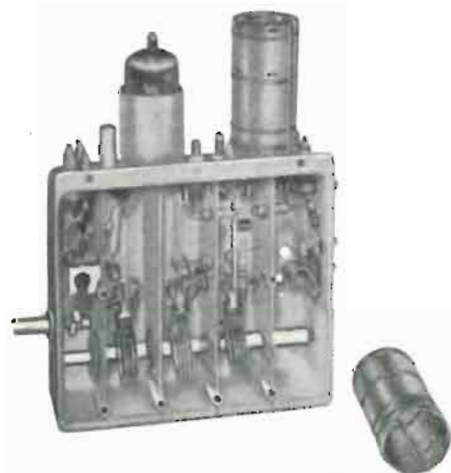
2. - CIRCUITO ELETTRICO DEL SELETTORE

2.1. - Stadio amplificatore RF

Il circuito d'ingresso di antenna è simmetrico con l'impedenza caratteristica di 300 Ω. L'adattamento di questo valore d'impedenza (300 Ω simmetrici) con quello proprio della valvola (circa 100 Ω asimmetrici) è attuato mediante un trasformatore (S_1 — S_2) del tipo a mezza lunghezza d'onda ($\lambda/2$) ed un filtro a « L » (S_3 — C_{30}). La messa a punto di questo adattamento viene effettuata mediante regolazione del compensatore C_{30}. Il fattore di riflessione del circuito d'ingresso è inferiore al 40 % entro l'intera gamma (470 ÷ 790 MHz).

Il carico anodico del triodo PC88 è costituito da un filtro passa-banda il cui primario è formato da una linea in $\lambda/2$ (C_6, S_6, C_{22}) accoppiata ad una seconda linea in $\lambda/2$ (C_{11}, S_7, C_{23}) che rappresenta il secondario del filtro.

La larghezza di banda di questo filtro è sostanzialmente uniforme (7 ÷ 10 MHz).

Lo stadio amplificatore RF è con griglia a massa in quanto questo circuito è quello che più di ogni altro consente di ridurre al minimo la reazione sul catodo del segnale presente sull'anodo e ottenere quindi il massimo disaccoppiamento tra circuito di ingresso e circuito di uscita: nel caso del triodo PC88 la griglia viene collegata a massa con 5 piedini.

(*) Bollettino Tecnico d'Informazione Philips, n. 30.

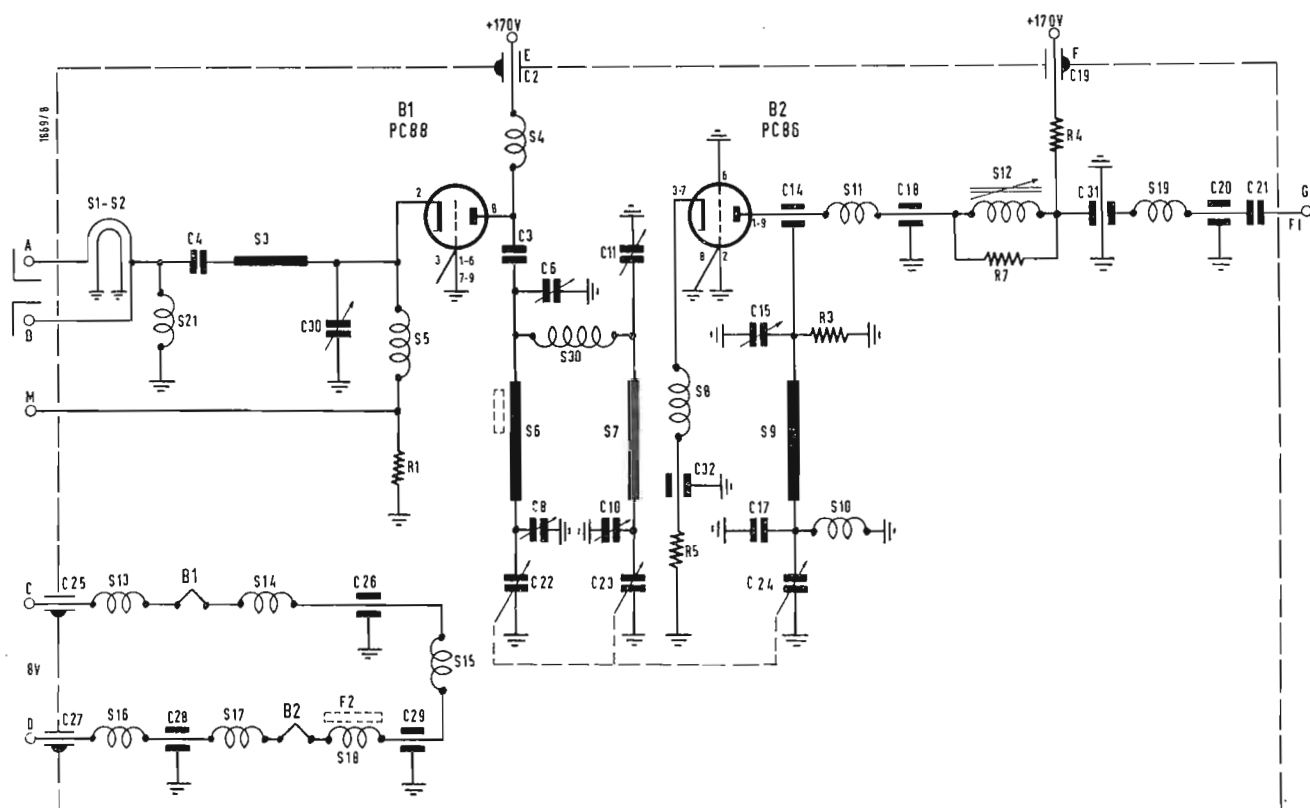



Fig. 3 - Schema elettrico del selettore A3.145.30. Elenco dei valori delle capacità e delle resistenze.

C_2 = 820 pF, condensatore passante
C_3 = 100 pF, condensatore ceramico 10 %
C_4 = 10 pF, condensatore ceramico
C_6 = 3 pF, condensatore ceramico regolabile
C_8 = statore composto
C_{10} = statore
C_{11} = 6 pF, condensatore ceramico regolabile
C_{14} = 6,8 pF, condensatore passante
C_{15} = 3 pF, condensatore passante regolabile
C_{17} = statore composto
C_{18} = 5 pF, condensatore passante
C_{19} = 820 pF, condensatore passante
C_{21} = 1500 pF, condensatore ceramico pin-up — 20 + 50 %
C_{22} = rotore composto
C_{23} = rotore composto
C_{24} = rotore composto
C_{25} = 820 pF, condensatore passante
C_{26} = 820 pF, condensatore passante
C_{27} = 820 pF, condensatore passante
C_{28} = 820 pF, condensatore passante
C_{29} = 820 pF, condensatore passante
C_{30} = 3 pF, condensatore ceramico regolabile
C_{31} = 15 pF, condensatore passante
C_{32} = 820 pF, condensatore passante
R_1 = 120 Ω, resistenza a carbone 5 %
R_3 = 120 kΩ, resistenza speciale a carbone 0,25 %
R_4 = 1,8 kΩ, resistenza a carbone 0,5 W
R_5 = 220 Ω, resistenza a carbone 0,1 W
R_7 = 2,2 kΩ, resistenza a carbone 0,5 W
F_1, F_2 = perline di Ferroxcube.

2.2. - Stadio convertitore autooscillante

L'accoppiamento tra il secondario del filtro passa-banda e l'ingresso della valvola convertitrice è attuato mediante una spira (S_8) disposta in serie fra il catodo e la resistenza R_5. L'anodo del triodo PC86 è collegato sia al circuito dell'oscillatore (C_{15}, S_9, C_{24}) formato da una linea in $\lambda/2$, che al circuito di accordo a frequenza intermedia (FI). La bobinetta S_{10} impedisce che il circuito a frequenza intermedia venga disaccordato quando si varia la capacità del condensatore di sintonia C_{24}: per la frequenza intermedia infatti questa bobinetta rappresenta un cortocircuito verso massa.

3. - IRRADIAZIONE

3.1. - Irradiazione attraverso lo chassis del selettore

I fili di alimentazione della valvola convertitrice-auto-oscillante attraversano gli altri scomparti tramite condensatori passanti; in questo modo viene realizzato un maggior filtraggio ed un maggior arresto della tensione dell'oscillatore. Per assicurare una perfetta tenuta agli effetti della radiazione viene disposto sul coperchio del selettore un foglio di spugna di gomma sul quale successivamente viene fissato un foglio di rame. Con queste precauzioni l'irradiazione attraverso lo chassis, misurata alla distanza di 10 m, risulta inferiore a 50 μV/m.

Fig. 4 - Punti di taratura e terminali per il collegamento delle tensioni di alimentazione dell'amplificatore RF, dell'oscillatore e dei filamenti.

La tensione dell'oscillatore presente sui morsetti di antenna (300 Ω) risulta inferiore a 2 mV; questo basso valore è dovuto principalmente alla bassa capacità anodo-catodo del nuovo triodo PC88.

3.2. - Irradiazione attraverso l'uscita della frequenza intermedia

La tensione dell'oscillatore viene quasi completamente bloccata all'uscita della frequenza intermedia dalla bobina S_{11} e dal condensatore passante C_{18}. Per attenuare ulteriormente l'irradiazione del segnale dell'ocsillatore e delle sue armoniche viene vantaggiosamente usato l'accoppiamento capacitivo per corrente. Il condensatore di accoppiamento viene inoltre suddiviso in due parti; e cioè C_{31} e C_{20} separati dalla bobina di arresto S_{19}.
La tensione dell'oscillatore sui terminali di uscita della frequenza intermedia risulta inferiore a 0,8 mV.
L'irradiazione attraverso l'uscita FI rimane bassa anche se per arrivare all'ingresso dell'amplificatore FI o al commutatore VHF/UHF si usa un cavo coassiale lungo; è necessa io però che lo schermo del cavo venga ben collegato a massa.

4. - MISURE

4.1. - Esame della curva del filtro di banda RF

Per poter rilevare la curva della banda passante RF sono necessari un vobulatore, un amplificatore a larga banda ed un oscilloscopio. Per non falsare la curva del filtro di banda RF è necessario che il circuito di uscita del selettore e l'amplificatore presentino una curva di risposta piatta (entro ± 2 ÷ ÷ 3%) tra 35 MHz e 45 MHz. Qualora si intendesse controllare l'andamento della curva di risposta suddetta è necessario modificare il selettore come indicato in fig. 7. Il segnale può essere iniettato nel circuito catodico della convertitrice mediante cavo coassiale. L'uscita FI del selettore dovrà essere smorzata con una resistenza da 120 Ω ed un condensatore da 1500 pF collegati in serie.

4.2. - Misura del guadagno

All'uscita FI del selettore deve essere aggiunto il circuito della fig. 6 in modo da avere un filtro passabanda FI seguito da un rivelatore.
La capacità complessiva di accoppiamento (C_v + capacità del cavo) e la resistenza di smorzamento (R_d) devono essere scelti in modo che la curva della banda passante sia larga 7 MHz a — 3 dB e piatta (± 5%); valori indicativi: 56 pF e 5 kΩ.
Il guadagno viene ricavato mediante due misure. Dapprima si collega tra diodo rivelatore (fig. 6) e massa un generatore con segnale di 43,15 MHz e resistenza interna di 50 Ω. Si leggono la tensione raddrizzata E_o e la corrispondente tensione del generatore E_{50}. Successivamente si collega il rivelatore al selettore, mentre ai terminali d'ingresso di quest'ultimo viene collegato un generatore con resistenza interna di 300 Ω. L'uscita (f.e.m.) del generatore viene regolata in modo da riottenere il precedente valore di tensione raddrizzata E_o. Indicando quest'ultimo valore di tensione (f.e.m.), con E_{300}, il guadagno risulta definito da $G = E_{50}/E_{300}$.

5. - DATI TECNICI DEL SELETTORE UHF A3.145.30

5.1. - Valvole

PC88: triodo con griglia « a telaio » amplificatore RF. PC86: triodo con gri-

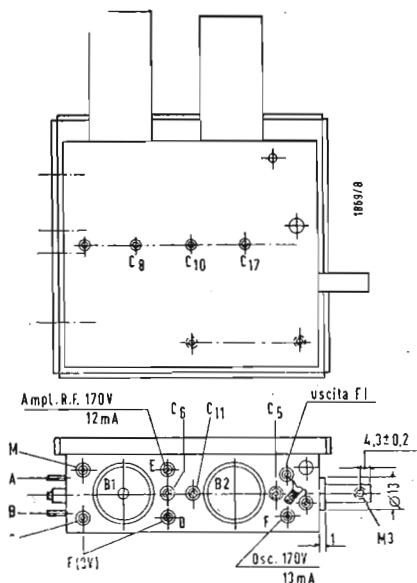
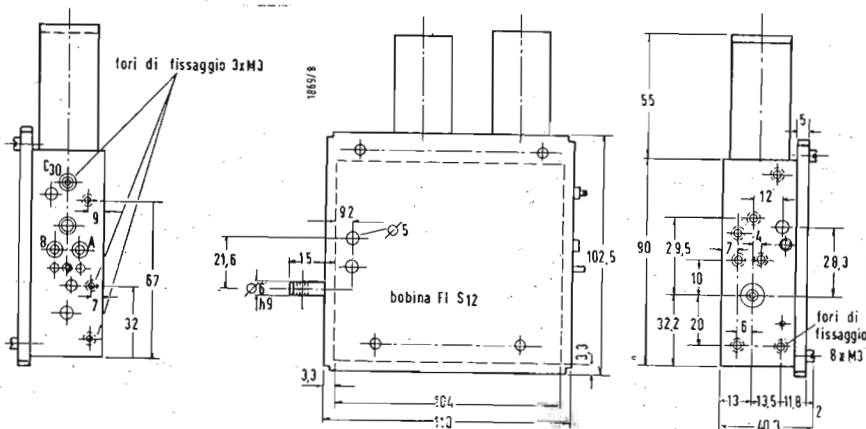



Fig. 5 - Dati d'ingombro in mm del selettore A3.145.30.

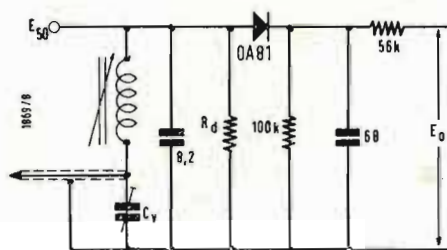



Fig. 6 - Circuito rivelatore per la misura del guadagno.

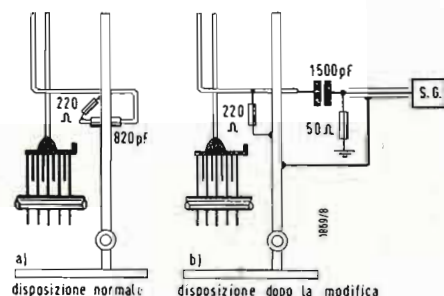



Fig. 7 - Modifiche da eseguire sul selettore per effettuare il rilievo della curva del filtro di banda RF.
1) staccare la resistenza catodica R_5 dal condensatore passante e collegarla a S_8. — 2) eliminare il condensatore passante C_{32} interrompendo dall'altra parte della parete divisoria il collegamento. — 3) collegare il cavo coassiale tramite un condensatore da 1500 pF e chiudere il medesimo con una resistenza da 50 Ω. — 4) effettuare più corto possibile il collegamento dello schermo del cavo.

glia « a telaio » convertitore-autooscillante.

5.2. - Tensioni e correnti

Corrente di accensione: $I_f = 300$ mA.
Tensione di accensione: $V_f \simeq 7{,}5$ V.
Tensione di alimentazione dello stadio amplificatore RF e dello stadio convertitore autooscillante $V_B = 170$ V.
Corrente complessiva dei due stadi: $I_a \simeq 25$ mA.
La posizione della valvola oscillatrice nella catena di accensione dei filamenti deve essere tale che, per non avere modulazione di ronzio, la tensione misurata tra i terminali del filamento ed il telaio sia $< 50\ V_{eff}$.

5.3. - Gamma coperta

Da 470 MHz a 790 MHz (angolo di rotazione del condensatore variabile = = 777,6°, variazione lineare con la frequenza).

5.4. Impedenza di ingresso di antenna

300 Ω (simmetrici).

5.5 - Frequenza intermedia

Portante video 45,9 MHz. Portante audio 40,4 MHz.
La frequenza dell'oscillatore è superiore a quella del segnale.
La frequenza del 1° filtro FI è circa 43,5 MHz.

5.6. - Larghezza di banda RF

A 500 MHz = 9 MHz; A 650 MHz = = 10 MHz; A 800 MHz = 9 MHz.

5.7. - Guadagno medio

A 500 MHz = 9 ×; A 600 MHz = 8 ×; A 700 MHz = 7 ×; A 800 MHz = 6 ×.

5.8. - Cifra di fruscio

A 470 MHz < 12 kT_0; A 800 MHz < < 17 kT_0; A 650 MHz < 14 kT_0.

5.9. - Stabilità dell'oscillatore

Per variazione della tensione di rete di ± 10%: $\Delta f_{osc} < \pm 150$ kHz.
Per deriva termica dopo 2' dall'accensione e fino a 60' e con un contemporaneo aumento della temperatura da + 25° a + 60°: $\Delta f_{osc} < \pm 500$ kHz.

5.10. - Uscita FI

L'accoppiamento è capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita, compresa quella del cavo coassiale di collegamento, è di circa 60 pF e dipende dall'accoppiamento.

5.11. - Irradiazione

L'irradiazione complessiva è inferiore a 450 μV/m alla distanza di 10 m.

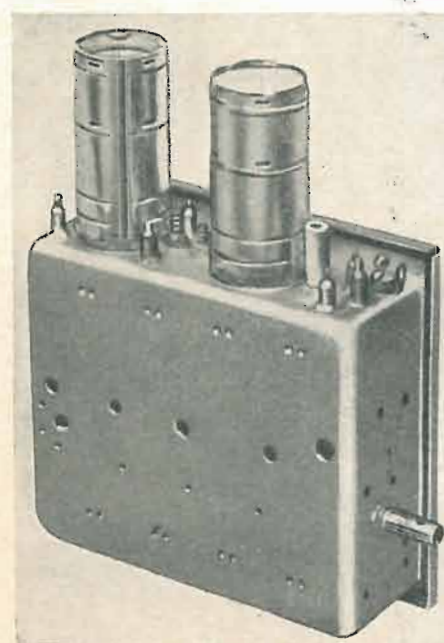
5.12. - Reiezione della frequenza immagine

1 : 150.

5.13. - Reiezione della frequenza intermedia

1 : 500.

5.14 - Demoltiplica

Per ottenere una facile regolazione della sintonia è necessario impiegare una manopola con demoltiplica tale che il rapporto complessivo di riduzione sia 1 : 40. *A.*

Concorso della Fondazione Quintavalle a 5 posti di addestramento nel campo dell'elettronica e della fisica delle microonde

La Fondazione « Umberto Quintavalle » ha bandito un concorso, per titoli ed esami, a cinque posti di addestramento nel campo dell'elettronica e della fisica delle microonde, intitolati al nome di Umberto Quintavalle.
Dei cinque posti messi a concorso, ciascuno della durata di due anni, uno sarà usufruito presso la Sezione di Milano del Centro di studio per l'Elettronica e le Telecomunicazioni del Consiglio Nazionale delle Ricerche, uno presso la Sezione di Pisa dello stesso Centro, e tre presso il Centro di studio per la Fisica delle Microonde del Consiglio Nazionale delle Ricerche, in Firenze.
Ai vincitori sarà assegnato un premio immediato di L. 250.000 (duecentocinquantamila) nette ed un assegno mensile di L. 100.000 (centomila) nette, per il primo anno, e di L. 120.000 (centoventimila) nette, per il secondo anno. Al termine del biennio, sarà inoltre corrisposto agli assegnatari che abbiano regolarmente ed ininterrottamente usufruito del posto di addestramento, un premio finale di L. 500.000 (cinquecentomila) nette.
Possono partecipare al concorso i cittadini italiani che abbiano conseguito la laurea presso una Università o Istituto Superiore italiano e che, alla data di scadenza del concorso, abbiano un'anzianità di laurea di non più di tre anni.
Le domande di ammissione al concorso, redatte e documentate in conformità delle prescrizioni del bando, devono essere fatte pervenire alla Fondazione «Umberto Quintavalle », presso il Centro di studio per la Fisica delle Microonde, in Firenze, Via Panciatichi, 56, entro il perentorio termine del 15 dicembre 1962.
Chiunque abbia interesse ad avere più precise notizie potrà rivolgersi alla predetta Fondazione o alla Segreteria Generale del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

PERFEZIONAMENTO NEI TRASMETTITORI ELETTROMAGNETICI DI SEGNALI.
(Gustav Rau) (77-IP-115)

DISPOSITIVO DI CIRCUITO PER ELIMINARE LA INFLUENZA DELLA CAPACITÀ FLUTTUANTE DELL'ELETTRODO COLLETTORE DI UN TANSISTORE SULLA FREQUENZA DI RISONANZA DEL CIRCUITO OSCILLANTE DI USCITA DI UN AMPLIFICATORE SELETTIVO A TRANSISTORE.
(Telefunken) (77-IP-135)

STRUTTURA A SIMMETRIA ASSIALE DI LINEA DI RITARDO PER AMPLIFICATORE MAGNETICO.
(Co. Gen. de Telegraphie Sans Fil) (77-IP-955)

PERFEZIONAMENTI A GENERATORI DI IMPULSI DI TIPO AD AMPLIFICATORE MAGNETICO.
(Raytheon Manufacturing Co.) (77-IP-185)

AMPLIFICATORE A DUE VIE.
(Telefonaktiebolaget M. L. Ericsson) (78-IP-515)

RISONATORE PER ONDE ELETTROMAGNETICHE CORTISSIME REALIZZATO A GUIDA DI RISONATORE A LINEA COASSIALE OD A CAVITÀ.
(Siemens e Halske Aktieng.) (78-IP-905)

CIRCUITO RITARDATO IN PARTICOLARE LINEA RITARDATA DEL TIPO ELETTRICO SQUILIBRATA.
(Gen. Telephone Laboratories Inc.) (78-IP-585)

LINEA ELETTRICA A RITARDO MECCANICO PARTICOLARMENTE LINEA DI RITARDO A MAGNETOSTRIZIONE O A LIQUIDO.
(La stessa) (78-IP-595)

PERFEZIONAMENTI NEGLI APPARECCHI RADIO RICEVENTI.
(Gen. Motors Corp.) (78-IP-965)

PERFEZIONAMENTI AI TRASDUTTORI ELETTROMECCANICI COMPOSTI.
(Clevite Corp.) (78-IP-015)

SUPPORTO REGGIMICROFONO TELEFONICO PER TELEFONI DA TAVOLO E DA MURO CAPACE DI TENERE DETTO MICROFONO SOSPESO IN QUALUNQUE POSIZIONE LASCIANDO COMPLETAMENTE LIBERE LE MANI DI COLUI CHE DEVE FARNE USO.
(Nurchis Virgilio) (78-IP-495)

APPARECCHIO TELEFONICO CON LA POSSIBILITÀ DI INTERRUZIONE DEL MICROFONO.
(Oltvanyi Carlo) (78-IP-905)

APPARECCHIO TELEFONICO A PROPAGAMENTO PER TRAFFICO URBANO E OPPURE INTERURBANO TELESELETTIVO.
(Siemens e Halske Aktieng.) (78-IP-615)

DISPOSITIVO PER GENERARE GRUPPI DI IMPULSI PERIODICI SPECIALMENTE PER UNA MACCHINA ELETTRONICA GENERATRICE DI CORRENTI DI CHIAMATA E SEGNALAZIONE PER ESEMPIO IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
(Siemens e Halske Aktieng.) 79-IP-105)

CATENA DI SFASAMENTO COSTITUITA DA SINGOLI STADI, PARTICOLARMENTE ADATTA PER GLI SCOPI DELLE TELECOMUNICAZIONI.
(La stessa) (79-IP-655)

DISPOSITIVO PER CONTROLLARE LA DISTRIBUZIONE SPAZIALE DELLA LUMINOSITÀ DI UN ELETTROLUMINOFORO.
(Tesla Narodni Podnik) (79-IP-655)

SISTEMA PER AUMENTARE LA SICUREZZA DEI CODICI FACENTI USO DI PIÙ FREQUENZE NELLA BANDA ACUSTICA PER LA TRASMISSIONE DI INFORMAZIONI NUMERICHE SUI CIRCUITI TELEFONICI.
(Valente Alberto) (79-IP-895)

FILTRO D'ONDA ELETTROMAGNETICO.
(Western Electric Co. Inc.) (79-IP-085)

PROCEDIMENTO PER TELEVISIONE E CINEMATOGRAFIA A COLORI CON IMMAGINI ANAMORFICHE MONOCROMATICHE DI FILTRO.
(Campus Raimondo) (79-IP-825)

OTTICA TRICROMICA A COMPONENTI CROMATICHE COASSIALI E A FILTRI CROMATICI INCROCIATI AD IMMERSIONE PER TELEVISIONE A COLORI E SIMILI.
(Castellani Arturo V.) (79-IP-225)

SISTEMA TELEVISIVO A CIRCUITO CHIUSO SEMPLIFICATO.
(Fab. It. Magneti Marelli) (79-IP-285)

DISPOSITIVO PER TRASFORMARE IMMAGINI DI RADIAZIONE IN SEGNALI DI COMPONENTI CROMATICHE.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (79-IP-356)

PERFEZIONAMENTO NEI RICEVITORI PER TELEVISIONE.
(Soc. Française Frigeavia) (79-IP-875)

STAFFA PER TRANSLATORE DI TELEVISORE CON CODETTA IN DUE PEZZI ARTICOLATI SI DA ASSUMERE LE DUE POSIZIONI LIMITI A MEZZO DI MOLLA BOMBATA O DI ALTRO CONVENIENTE ORGANO A SCATTO.
(80-IP-775)

PERFEZIONAMENTI AGLI APPARECCHI RADAR.
(Decca Record Co. Ltd.) (80-IP-565)

GIUNTO PER CAVI ELETTRICI CON PARTE DEFORMABILE DI BLOCCAGGIO.
(British Engines Ltd.) (44-IH-309)

ISOLATORE ELETTRICO PERFEZIONATO IN PARTICOLARE PER LINEE AEREE.
(British Insulated Callender & Cables Ltd.) (44-IH-209)

MATERIALE ISOLANTE A BASE DI POLIMERI E COPOLIMERI AD ALTO TENORE DI NEROFUMO.
(Godfrey L. Cabot Inc.) (44-IH-319)

ATTACCO DI SALDATURA PER CIRCUITI STAMPATI SPECIE PER LA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI E DELLE MISURE ELETTRICHE.
(Siemens und Halske Aktieng.) (45-IH-519)

PERFEZIONAMENTI ALLE GUAINE DI TENUTA E DI PROTEZIONE DEI CAVI ELETTRICI.
(Soc. Industriale de Liaisons Electriques) (45-IH-259)

DISPOSITIVO A RESISTENZA VARIABILE DEL TIPO A COLONNA DI LIQUIDO.
(Vapor Heating Corp.) (45-IH-929)

NUCLEO MAGNETICO A PACCO DI LAMIERINI COMPOSTI.
(Willam Smit e Co. e Transformato Renfabriek N.V.) (45-IH-829)

AVVOLGIMENTO PROTETTIVO DI ELEMENTI DI CONDENSATORI ELETTRICI MEDIANTE FOGLI COMPOSTI FOGLI METALLICI PER IMPEDIRE LA DIFFUSIONE E PENETRAZIONE DI VAPORE E GAS ALL'ELEMENTO DI CONDENSAZIONE PROTETTO.
(Manufacture Independante de Construction Radio M.I.C.R.O.) (45-IH-259)

RELÈ PER IL COMANDO INTERMITTENTE DI UN ORGANO DENTATO.
(Philips Gloeilampenfabriken) (45-IH-889)

DISPOSITIVO PER INDICARE LA PRESENZA DI UN CAMPO MAGNETICO SPECIALMENTE PER INDICARE LO STATO DI ECCITAZIONE DI RELÈ CON CONTATTI IN TUBO DI PROTEZIONE.
(Siemens und Halske Aktieng) (45-IH-139)

DISPOSITIVO DI MONTAGGIO PER LAMPADE MUNITE DI TUBI A LUMINESCENZA.
(Siemens Schuckertwerke Aktieng). (45-IH-089)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITO PER GENERARE ALTA TENSIONE PER TUBI A RAGGI CATODICI.
(Telefunken G.m.b.H.) (45-IH-679)

DISPOSITIVO PER LA REGOLAZIONE DEGLI IMPULSI DI ACCENSIONE PER LAMPADE A SCARICA IN GAS AD ALTA PRESSIONE IN PARTICOLARE PER PROIETTORI CINEMATOGRAFICI AUTOMATICI.
(Zeiss Ikon Aktieng) (46-IH-659)

PERFEZIONAMENTI AI PORTALAMPADA PER LAMPADINE ELETTRICHE.
(Carr Fastener Co. Ltd.) 46-IH-929))

LAMPADA ELETTRICA PORTATILE CILINDRICA ALIMENTATA A BASSA TENSIONE,
(Framat di Francesco Assale e C.) (46-IH-819)

DISPOSITIVO DI RAGGRUPPAMENTO E DI MONTAGGIO DI ELEMENTI RADDRIZZATORI A SEMICONDUTTORE.
(Co. des Freins et Signaux Westinghouse) (46-IH-999)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVO PER FABBRICARE SISTEMI DI ELETTRODI SEMICONDUTTORI.
(Philips Gloeilampenfabrieken) (46-IH-879)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI A SEMICONDUTTORE.
(La stessa) (46-IH-939)

PROCEDIMENTO PER IL RIPORTO MEDIANTE FUSIONE DI UN CONTATTO SOPRA UN CORPO SEMI CONDUTTORE.
(La stessa) (46-IH-789)

DISPOSITIVO SEMICONDUTTORE.
(Shockley William) (46-IH-279)

PERFEZIONAMENTO IN ACCUMULATORI ELETTRICI PROVVISTI DI MEZZI CHE IMPEDISCONO LA FUORIUSCITA DI GAS.
(Accumulatoren Fabrik Aktieng.) (46-IH-089)

PERFEZIONAMENTO NEGLI ANODI PER CELLE PRIMARIE DI BATTERIE.
(Dow Chemical Co.) (46-IH-049)

RECIPIENTE A PIÙ ELEMENTI PER ACCUMULATORI ELETTRICI E SUO SISTEMA DI FABBRICAZIONE.
(Galtzig Electric Soc. an.) (46-IH-749)

ELEMENTO A SECCO IN UNA ESECUZIONE CON RIVESTIMENTO DI CARTA PER BATTERIA DI ACCUMULATORI.
(Petrix Union G.m.b.O.) (47-IH-119)

DISPOSITIVO DI ATTACCO PER TERMOCOPPIE ELETTRICHE.
(United Kingdom Atomic Energy Authority) (47-IH-759)

DISPOSITIVO DI RACCORDO PER CONDUTTORI DI CORRENTE A FORTE INTENSITÀ PARTICOLARMENTE PER FORNI ELETTRICI AD ARCO.
(Forges et Ateliers de Constructions Elec. de Jeumont) (72-IP-345)

CHIUSURA TERMINALE O MANICOTTO DI GIUNZIONE FORMATO DA MASSE DI RESINA SINTETICA COLATA INDURENTI SOTTO O SENZA L'AZIONE DEL CALORE PER CAVI ELETTRICI PROVVISTI DI UN MANTELLO DI PIOMBO.
(Siemens Schuckertwerke Aktieng.) (73-IP-435)

PERFEZIONAMENTO AI RESISTORI VARIABILI IN PARTICOLARE PER APPARECCHIATURE ELETTRONICHE E RELATIVI RESISTORI VARIABILI SECONDO FUNZIONI NON LINEARI PRODOTTI SECONDO IL DETTO PERFEZIONAMENTO.
(Lesa Soc.) (73-IP-845)

DISPOSITIVO DI FISSAGGIO A MAGNETISMO PERMANENTE DOTATO DI UNA FORZA DI ADESIONE ESCLUDIBILE SERVENTE PER IL FISSAGGIO DI ED A RIDOSSO DI OGGETTI MAGNETIZZABILI.
(Bosh Robert) (73-IP-235)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUO' RIVOLGERSI all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti* « ORGANIZZAZIONE RADOBOR » Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia) Tel. 468914

dott. ing. Ferruccio Bebber

Gli amplificatori galvanometrici*

Quando si desidera convertire una tensione in una corrente amplificata in maniera rigorosamente proporzionale e indipendente dalla resistenza del circuito di utilizzazione, si incontrano delle difficoltà che non possono essere risolte con i metodi usuali.
La soluzione del problema può essere ottenuta ricorrendo agli amplificatori galvanometrici di corrente continua.

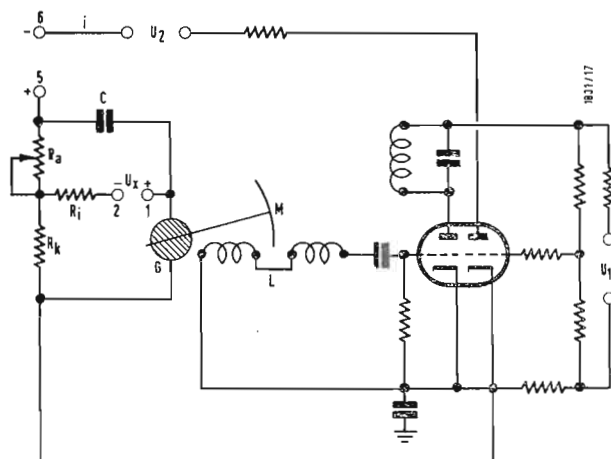



Fig. 1 - Schema di principio di un amplificatore a compensazione.

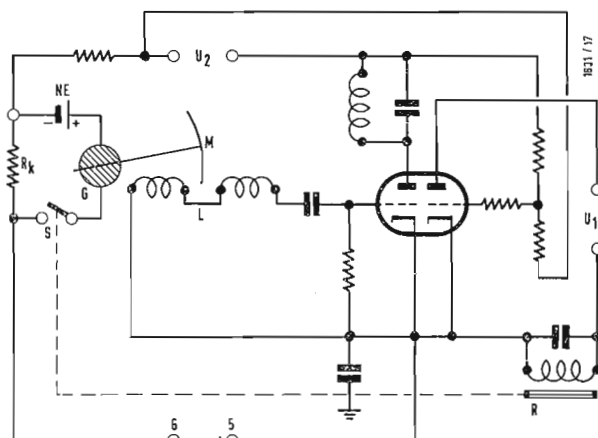



Fig. 2 - Schema di principio di una sorgente di corrente costante.

IL FUNZIONAMENTO DI QUESTI dispositivi è basato sul metodo potenziometrico di Lindeck-Rothe, per cui la tensione da misurare viene posta a confronto con la tensione che si sviluppa ai capi di una resistenza fissa percorsa da una corrente variabile, detta di compensazione. Le due tensioni vengono applicate, in opposizione, in serie a un galvanometro ad ago sprovvisto di coppia di richiamo, il quale provvede a regolare il valore della corrente di compensazione agendo sul circuito di un oscillatore fino ad ottenere l'equilibrio delle due tensioni.

Gli apparecchi fondati su questo principio sono dotati di grande sensibilità e potenza, e sono perciò apprezzati non soltanto nelle misure pirometriche precise, ma anche in tutti i casi ove si richiede una risposta istantanea del ricevitore, specialmente nella registrazione di fenomeni a variazione rapida.

Il principale vantaggio degli amplificatori galvanometrici di corrente continua risiede nel fatto che la corrente fornita è indipendente dalla resistenza del circuito di utilizzazione entro limiti piuttosto ampi (generalmente da 0 a 5 kΩ oppure da 0 a 10 kΩ).

Questi amplificatori sono pertanto adatti all'impiego in impianti di telemisure, specialmente in quelli dove la terra è utilizzata come conduttore di ritorno o dove si desidera che la corrente sia indipendente dalle variazioni di resistenza della linea di trasmissione. Inoltre, essi ammettono all'ingresso elementi rivelatori con una resistenza di 50 Ω/mV, ciò che consente l'uso dei materiali più disparati.

1. - AMPLIFICATORI A COMPENSAZIONE

Negli amplificatori a compensazione la corrente di uscita è rigorosamente proporzionale alla grandezza, tensione o corrente, applicata all'entrata. Sono di solito impiegati nell'amplificazione di tensioni o correnti continue di debole valore emesse da rivelatori fisici o chimici, nei sistemi destinati alla registrazione di fenomeni a variazione rapida, ma soprattutto nel campo delle telemisure ove consentono trasmissioni a lunga distanza. Il circuito adottato è relativamente semplice (fig. 1). Si avvale di un oscillatore HF utilizzante un doppio triodo alimentato da due sorgenti di tensione separate: U_1 e U_2.

(*) Rielaborato da C. D., Amplificateurs galvanométriques, *Electronique Industrielle*, maggio 1962, n° 53, pag. 162.

In figura si distingue il circuito di compensazione il quale è composto dalla resistenza di compensazione R_k, dal galvanometro di compensazione G (senza coppia apprezzabile di richiamo meccanico) e da due terminali (1 e 2) per il collegamento della sorgente di tensione da misurare (U_x), ad esempio la f.e.m. di una termocoppia. I terminali 5 e 6 servono alla connessione d'un indicatore o di un registratore a bobina mobile per la misura della corrente di compensazione i, cioè della tensione U_x come sarà spiegato nel seguito.
Nello « stato di compensazione », per il galvanometro non passa che una corrente di compensazione. L'ago del galvanometro non si arresta in una nuova posizione di equilibrio fino a quando la corrente i non raggiunge un valore tale che la caduta di tensione ($i \times R_k$) uguaglia la tensione U_x, per cui la corrente negli avvolgimenti del galvanometro diviene nulla. In definitiva, la variazione di U_x si è tradotta in una corrispondente variazione della i, e pertanto misurando quest'ultima si può risalire al valore di U_x.
È da notare che se la resistenza esterna del circuito varia mentre U_x rimane invariata, varia di conseguenza

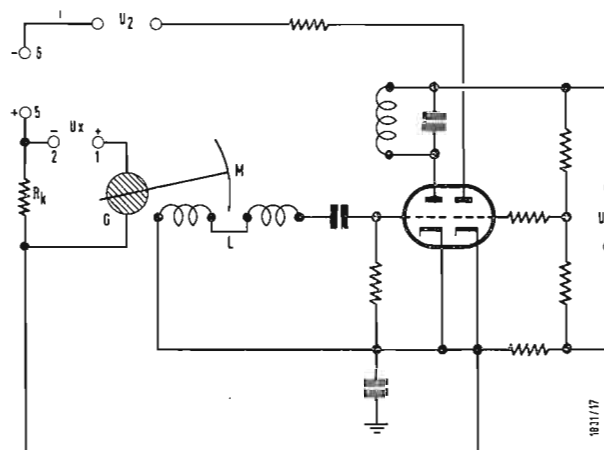



Fig. 3 - Schema di principio di un amplificatore per la formazione del valore medio nel tempo, di una grandezza di misura a variazione rapida.

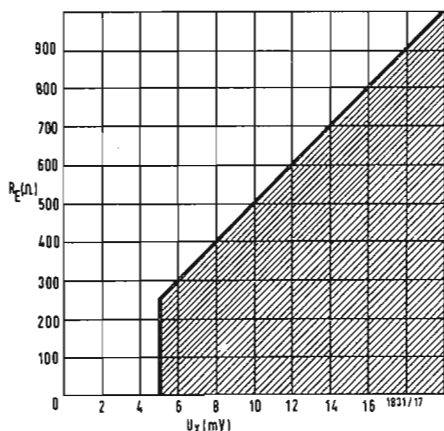



Fig. 4 - Resistenza esterna ammissibile all'entrata di un amplificatore a compensazione (tipo Elnick), in funzione del valire finale della portata di misura U_x.

rente residua debolissima (10^{-7} A), perchè il valore della corrente di compensazione i è tale da produrre una caduta di tensione ($i \times R_k$) praticamente uguale alla tensione da misurare U_x inserita in opposizione. Sull'equipaggio mobile del galvanometro di compensazione G non agisce allora alcuna coppia, nè di origine elettrica, nè di origine meccanica perchè il galvanometro è senza coppia di richiamo; l'ago rimane nella posizione corrispondente allo «stato di compensazione ».
Allorchè si produce una variazione della tensione da misurare U_x, lo « stato di compensazione » viene perturbato perchè la corrente di compensazione i rimane dapprima invariata e pertanto la tensione U_x non è più equilibrata dalla caduta di tensione nella resistenza R_k. Di conseguenza, nell'equipaggio mobile del galvanometro di compensazione G passa una corrente, il valore e la direzione della quale dipendono dalla variazione e dalla polarità di U_x. L'ago del galvanometro si sposta e l'indice metallico M s'immerge più o meno profondamente tra le due bobine L, modificando così l'ampiezza del segnale HF generato dall'oscillatore; ne risulta una variazione corrispondente della corrente anodica i, cioè della anche la corrente di compensazione i e perciò anche la caduta di tensione R_k. Allora l'indice metallico M assume automaticamente una nuova posizione che ristabilisce il valore precedente i, in modo che la caduta di tensione ($i \times R_k$) equilibri ancora la U_x rimasta invariata. In ugual maniera sono compensate tutte le variazioni delle condizioni di funzionamento, dovute a variazioni di tensione, di frequenza o delle caratteristiche dei componenti, per cui il valore di misura risulta indipendente dalle condizioni di funzionamento oltre che dalla resistenza del circuito di utilizzazione.
Per raggiungere questo risultato, la resistenza di compensazione R_k deve conservare costantemente le sue caratteristiche iniziali; per garantire una maggiore stabilità nel tempo, la resistenza viene sottoposta a un invecchiamento preliminare.
Poichè al momento in cui si realizza la compensazione l'assorbimento di corrente dal circuito di misura è praticamente nullo, gli amplificatori di compensazione sono perfettamente adatti alla misura di tensione; per mezzo di una lieve modifica nell'accoppiamento del circuito di entrata è d'altronde possibile trasformare l'amplifi-

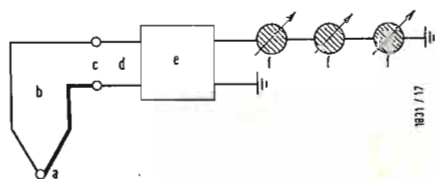



Fig. 5 - Principio della misura di temperature per mezzo di termocoppie.

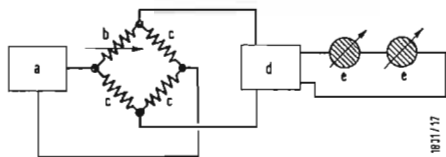



Fig. 6 - Misura di temperature con termometri a resistenza.

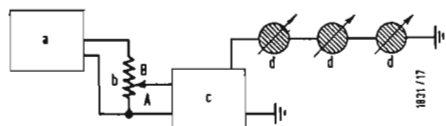



Fig. 7 - Trasmissione a distanza di valori di misura rivelati meccanicamente.

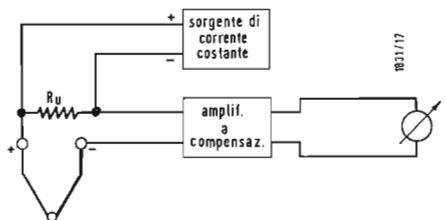



Fig. 8 - Spostamento dello zero nella misura di tensioni.

catore in un amperometro ideale, perchè nel momento in cui si realizza l'equilibrio del circuito di compensazione non esiste praticamente caduta di tensione tra i terminali del circuito d'entrata.

2. - SORGENTI DI POTENZIALE A CORRENTE COSTANTE

Basate sulla tecnica descritta in precedenza, si possono avere sorgenti di potenziale capaci di fornire una corrente continua di intensità costante entro limiti ristretti ($\pm$ 0,1%). Generalmente sono utilizzate in apparecchi per la misura di temperatura, per l'alimentazione del ponte di termometri a resistenza o per l'alimentazione di potenziometri nelle trasmissioni a variazione di resistenza. Vengono ugualmente usate, quando si desidera spostare il punto elettrico di zero nelle misure di tensione.

Lo schema di una sorgente a corrente costante è rappresentato nella figura 2. La tensione di paragone è fornita da una pila campione Weston (*NE*); la corrente di compensazione che circola tra i terminali 5 e 6 è di circa 5 mA e viene stabilita per mezzo della resistenza di compensazione R_k.

Quando si mette in funzione l'apparecchio, occorre attendere il completo riscaldamento dei catodi del tubo prima che la corrente di compensazione li raggiunga un valore tale, per cui la caduta di tensione nella resistenza R_k sia paragonabile alla tensione della pila Per questo motivo il circuito di compensazione di cui si è già detto, è tenuto aperto all'inizio mediante il commutatore *S:* in queste condizioni la pila campione *NE* non eroga corrente. Quando la corrente anodica, cioè la corrente di compensazione *i*, raggiunge il valore di 5 mA, il relè *R* inserito nel circuito anodico di una sezione del doppio triodo attira e provoca la chiusura del contatto *S*. Un contatto di riposo non rappresentato permette di addurre al galvanometro una debole corrente continua durante il riscaldamento del tubo. Sotto l'effetto di questa corrente l'equipaggio mobile ruota e l'ago del galvanometro assume la posizione che occupa normalmente quando l'equipaggio è percorso da una corrente anodica corrispondente; la corrente ausliaria viene interrotta appena che il relè *R* si eccita. La compensazione cessa di essere efficace quando la tensione di rete scende sotto l'80% del valore nominale. Per evitare che in queste condizioni la pila campione si scarichi, il circuito è dimensionato in modo che allora il relè *R* non è più eccitato sufficientemente e apre perciò il contatto *S*. Lo stesso avviene quando la resistenza del circuito collegato all'uscita della sorgente di corrente costante è superiore a 5 kΩ. Come negli amplificatori a compensazione la corrente di compensazione *i*, cioè la corrente di uscita, è praticamente indipendente dalle variazioni di resistenza del circuito esterno collegato tra i terminali 5 e 6. La costanza della corrente di uscita è controllata da una pila campione Weston; poichè quest'ultima in pratica non deve mai erogare corrente, la precisione dell'apparecchio nel tempo rimane elevata.

3. - AMPLIFICATORI DEL VALORE MEDIO

Questi apparecchi sono usati per l'amplificazione « ritardata » di tensioni o di correnti deboli e a variazione rapida generata da rivelatori fisici o chimici.

Il valore medio della grandezza misurata viene fornito direttamente dall'amplificatore. È previsto un sistema di regolazione che consente di aggiustare il ritardo di azione necessario alla formazione del valore medio, in modo da adeguare l'apparecchio alle proprietà del circuito di misura.

Lo schema di principio di un amplificatore di questo genere è rappresentato in fig. 3. Vi si trova ancora la maggior parte degli elementi esaminati a proposito degli amplificatori a compensazione.

La tensione da misurare (U_x) è applicata tra i terminali 1 e 2; i termi-

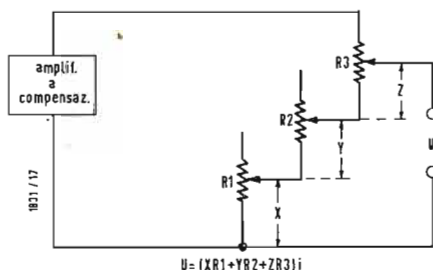



Fig. 9 - Somma di un numero qualunque di valore di misura.

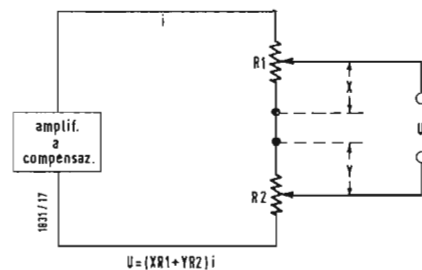



Fig. 10 - Somma di due valori di misura.

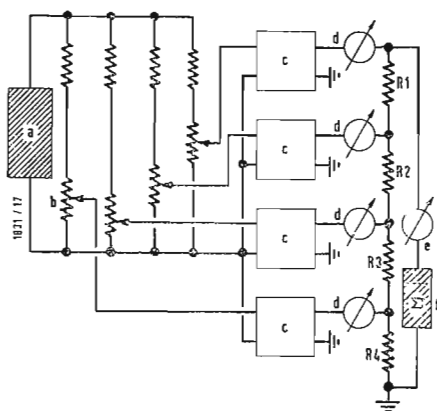



Fig. 11 - Somma di un numero qualunque di valori di misura.

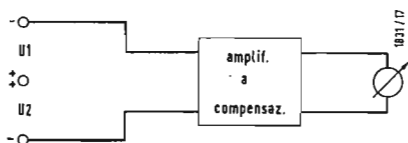



Fig. 12 - Formazione di una differenza senza la misura dei valori individuali.

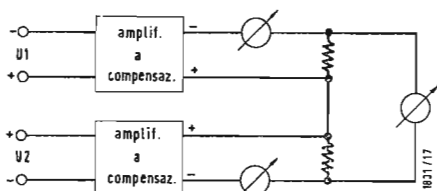



Fig. 13 - Formazione di una differenza con la misura contemporanea dei valori individuali.

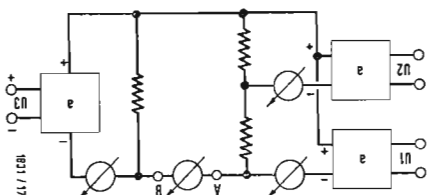



Fig. 14 - Formazione della somma algebrica di più valori di misura e rappresentazione contemporanea dei valori singoli.

nali 5 e 6 servono per il collegamento di uno o più strumenti indicatori o registratori. Le tensioni per l'alimentazione del doppio triodo sono indicate con U_1 e U_2. Come nei circuiti precedenti si ha una resistenza di compensazione R_k, l'elemento nuovo essendo costituito dal condensatore C che permette l'introduzione di un paranetro aggiuntivo (tempo).

Data la presenza della resistenza R_i nel circuito di entrata, la maggior parte della corrente di carica e di scarica del condensatore C passa per gli avvolgimenti dell'equipaggio mobile del galvanometro di compensazione. È possibile regolare il «ritardo» della corrente di uscita, in rapporto alla tensione d'entrata, per mezzo della resistenza variabile R_a: un aumento di R_a produce un incremento della tensione di carica del condensatore C.

4. - APPLICAZIONI PRATICHE

Le possibilità di pratica utilizzazione degli amplificatori galvanometrici di corrente continua sono svariate; accenneremo qui brevemente ad alcuni esempi di applicazione di uso più frequente.

4.1. - Misure di temperatura mediante termocoppie

Il circuito di utilizzazione è conforme allo schema di fig. 5, dove la tensione generata da una temocoppia agisce su un amplificatore a compensazione. Esso consente la trasmissione a lunga distanza dei valori di misura di temperature anche quando il segnale generato dalla termocoppia è debole (5 mV). Dato che la resistenza del circuito esterno può variare fino a 5 kΩ senza che il valore di misura risenta della variazione, si possono collegare in serie anche più apparecchi indicatori diversi.

4.2. - Misure di temperatura mediante termometri a resistenza

Il procedimento di misura (fig. 6) assume particolare importanza quando la minima variazione di temperatura da rivelare è esigua o quando l'informazione è da trasmettere a lunga distanza.

L'insieme è costituito da una sorgente a corrente costante inserita in una diagonale del ponte, un braccio del quale contiene il termometro a resistenza. Le variazioni di resistenza, dovute a variazioni di temperatura dell'ambiente in cui è immerso il termometro, vengono rivelate da un amplificatore a compensazione, il cui ingresso è collegato all'altra diagonale del ponte e la cui uscita è connessa con uno o più apparecchi indicatori.

4.3. - Misure di grandezze rivelate meccanicamente

Per trasmettere a distanza il risultato della misura di grandezze rivelate meccanicamente, si sfrutta di solito la deviazione angolare o lineare del rivelatore per agire sul cursore di un potenziometro; dal lato ricevente si ha uno strumento a bobine incrociate che misura la variazioni di resistenza dei due tratti del potenziometro. Questo sistema di trasmissione richiede tre conduttori, o meglio due perchè per il ritorno può essere utilizzata la terra.

Per tale motivo si tende a preferire i sistemi con amplificatori galvanometrici che richiedono un solo conduttore (più la terra utilizzata come ritorno). Con questo sistema è possibile effettuare la trasmissione con un circuito telefonico di sezione normale senza amplificatori intermedi. Inoltre, fra il punto di misura e l'estremità della linea di trasmissione si possono intercalare più strumenti indicatori o registratori, con la sola limitazione che la resistenza complessiva della linea non superi un certo valore, normalmente 5 kΩ.

Secondo lo schema di principio di fig. 7, il rivelatore è costituito da una resistenza provvista di un cursore su cui agisce la grandezza da misurare. Poichè la resistenza è alimentata da

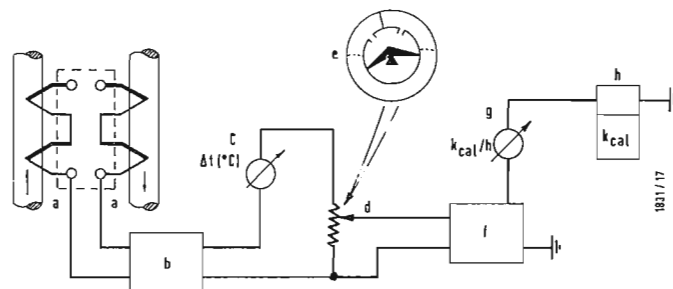



Fig. 15 - Formazione di un prodotto (misura di una quantità di calore).

una sorgente di corrente costante, tra il punto A e il cursore B si ha sempre una caduta di tensione linearmente proporzionale alla grandezza misurata; questa tensione, opportunamente amplificata, alimenta gli apparecchi di indicazione o di registrazione collegati sulla linea di trasmissione.

4.4. - Spostamento del punto di zero nelle misure di tensione

Il principio di funzionamento è illustrato dallo schema di fig. 8. La tensione che si sviluppa ai capi della resistenza R_u è inserita in opposizione con la tensione fornita da un rivelatore (in questo caso una termocoppia); la resistenza R_u è alimentata da una sorgente di corrente costante.

All'amplificatore a compensazione viene quindi applicato un segnale che è la differenza delle due tensioni; il punto di zero del segnale risulta spostato rispetto allo zero delle tensioni rivelate dalla termocoppia. L'amplificatore è indispensabile se la minima differenza da rivelare tra la tensione della resistenza e quella della termocoppia è inferiore a 8 mV, oppure quando si deve effettuare una trasmissione dell'informazione a lunga distanza.

4.5. - Somma o differenza di diversi valori di misura

Lo schema di fig. 9 mostra come si può procedere alla formazione della somma di un numero qualunque di valori di misura. Con una scelta appropriata delle resistenze dei rivelatori è possibile dare un valore assoluto qualunque a ciascuno dei parametri x, y, e z. Per misure precise si deve tener conto dell'errore dovuto alle resistenze di contatto dei rivelatori, anch'essi percorsi dalla corrente fornita da una sorgente di corrente costante. Quando si tratta di sommare solo due valori, si può adottare una semplice disposizione tale da eliminare questo errore (fig. 10); in questo caso non occorre tener conto delle resistenze di contatto dei rivelatori perchè il segnale emesso dalla sorgente a corrente costante non passa per i cursori dei rivelatori. Per ottenere questo vantaggio anche nei sistemi atti a formare la somma di un numero qualunque dei valori di misura, è necessaria una complicazione dell'impianto come indica la fig. 11. Quando basta conoscere la differenza tra due valori di misura, e non i valori di ciascun componente, il circuito da impiegare è molto semplice (fig. 12). Con lo schema di fig. 13 si può conoscere anche il valore di ciascun componente della differenza.

Il circuito di fig. 14 permette di formare la somma algebrica di più valori di misura e di conoscere contemporaneamente il valore dei componenti. Con il circuito in figura si effettua la somma dei valori U_1 e U_2 e la sottrazione del valore U_3. Il valore $(U_1 \times + U_2 - U_3)$ è dato dalla tensione misurata tra i punti A e B.

4.6. - Formazione del prodotto di due valori

Gli amplificatori galvanometrici si prestano bene per formare il prodotto di due valori di misura, però con la limitazione che uno dei due valori deve poter essere rappresentato per mezzo di una resistenza variabile, essendo l'altro definito da una tensione.

La fig. 15 illustra un esempio di applicazione: si tratta di un impianto per misure di calore. La differenza di temperatura esistente tra l'ingresso e l'uscita del dispositivo di riscaldamento è misurata per mezzo di due catene di coppie termoelettriche (a) collegate in opposizione. La differenza di potenziale così rivelata viene trasformata in una corrente proporzionale per mezzo di un amplificatore a compensazione (b). Lo strumento di misura (c) dà una indicazione proporzionale alla differenza di temperatura tra l'enrata e l'uscita del dispositivo di riscaldamento e può essere tarato direttamente in °C. Il rivelatore a resistenza (d) è comandato da un misuratore di portata (e). Il segnale fornito al secondo amplificatore a compensazione (f) viene perciò ad essere proporzionale al prodotto della portata per la differenza di temperatura. La corrente amplificata viene misurata da un apparecchio indicatore (g) e integrata da un contatore a corrente continua tarato in kilocalorie/ora (h).

4.7. - Formazione del valore medio di una grandezza

Allo scopo di rendere possibile la registrazione regolare di grandezze di misura, che variano rapidamente e in modo considerevole e delle quali basta conoscere il valore medio nel tempo, è necessario immagazzinare le punte di carico eccessive per distribuirle a uno strumento indicatore in un tempo più lungo. Un esempio tipico è quello della determinazione del peso complessivo di elementi convogliati su un nastro trasportatore in modo irregolare nel tempo. L'elemento di base del dispositivo di pesatura (fig. 16) è formato da un ponte comprendente quattro estensometri (a) e collegato all'ingresso di un amplificatore indicatore del valore medio (b). La corrente emessa dall'amplificatore permette di indicare e di registrare con continuità, istante per istante, il valore medio del peso degli elementi trasportati e di totalizzare nel tempo i diversi valori per mezzo di un contatore (d).

A

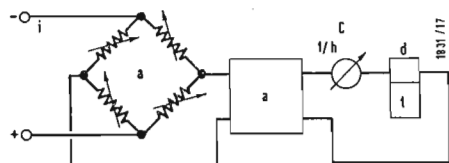



Fig. 16 - Pesatura di elementi trasportati su nastro per mezzo di un amplificatore indicatore del valore medio.

Afghanistan

La scheda programmi di Radio Kabul per il servizio estero è la seguente: 11.30-12.00 su 15225 kKz (diretta al lontano oriente); 12.00-12.30 su 15135 kHz (diretta al Sud Est Asiatico); 14.30-15.00 in Urdu e 15.00-15.30 in Inglese su 4040 kHz. Le prime due emissioni sono in inglese. In russo viene emesso un programma dalle 18.30-19.00 su 9705 kHz, in arabo dalle 19.00-19.30 ed in francese dalle 19.30-20.00 su 15255 kHz.

Albania

Dal 1° agosto Radio Tirana è stata ascoltata su 15096 kHz con un servizio in lingua albanese per il Nord America dalle 01.30 alle 01.55. Questa frequenza sembra essere la stessa adoperata da Radio Pechino fino alle 01.25 con lo stesso trasmettitore.

Algeria

Lo slogan « France V » è stato sostituito da « Ici Radio Alger ». La stazione impiega la frequenza di 11835 kHz ed ha notizie in francese alle ore 18.00.

Argentina

Il servizio estero di Radio Nazionale Argentina è il seguente: 20.00-01.00 su 11730 kHz e 01.00-02.00 su 9690 kHz (diretta all'Europa).

China

Radio Pechino ha intensificato i propri programmi in direzione dell'Italia. Infatti ora essa trasmette due programmi alle ore 20.00 e 21.00 della durata di mezz'ora ciascuno. La potenza delle stazioni è tale da giungere molto bene ed esente da disturbi, specie su 30 metri. Ecco il dettaglio dei due programmi: ore 20.00-20.30 su metri 24,88 (12,05 MHz), 30.24 (9,92), 31.27 (9,60), 42.64 (7,04); ore 21.00-21.30 su 24.88 (12,05), 25.61 (11,72), 30.66 (9,79), 31.27 (9,60), 40.90 (7,34), 41.78 (7,18).

Cuba

« Radio Habana » trasmette un servizio definito diretto all'Europa: Francese su 15285 kHz, 21460 e 21630 kHz dalle 20.00 alle 21.15; 22.10-22.40 su 15225 e 21460 kHz.

Egitto

Radio Cairo emette il programma in lingua italiana su 9495 e 11915 kHz dalle 19.30-20.30.

Giappone

La stazione emettritrice di frequenze standard dal Giappone-JJY da Tokio è in aria ogni 29-39 minuti nell'ora come segue: su 2500 kHz (2 kW) dalle ore 07.59-23.59; su 5000, 10000, 15000 kHz (2 kW) per tutte le 24 ore.

Giappone

« Radio Japan » emette il programma diretto all'Europa dalle ore 07.15-09.45 su 15.135 kHz (19,82 m) e 17.895 kHz (16.76 m). Inglese dalle 08.45-09.35 eccetto al giovedì dalle 09.20-09.35 quando ha in programma un programma in svedese. Russo alle 0.715; tedesco alle 07.45; francese alle 08.15 eccetto al lunedì quando dalle ore 08.30-08.45 emette il programma in italiano.

Giappone

Il programma per l'Europa da Radio Tokio viene trasmesso al mattino dalle 07.15 alle ore 09.45 su 11780, 15135, 17895 kHz.

Haiti

Una nuova stazione è in aria dall'isola di Haiti « Radio Manrese » che opera su 6165 kHz dalle ore 13.00-14.00 e 23.00-01.00. L'indirizzo dove dovranno essere mandati i rapporti di ricezione eventuali: Box 528 - Port-au-Prince (Haiti).

Iran

Radio Tabriz impiega la frequenza di 2330 kHz dalle 03.00-07.00 e 14.00-22.00 e su 2386 dalle 02.00-06.00.

Katanga

Radio Katanga Internazionale apre alle ore 17.00 in Francese (fino alle 22.00) su 11875 kHz.

Kuwait

La radio « Kuwait Broadcasting Service » emette dalle 10.00-22.00 su 6055 kHz, 9520 kHz e 15150 kHz.

Libano

Sono state osservate prove di trasmissione di una nuova potente stazione libanese di 100 kW da Beyrouth su 11715 kHz con relè del programma interno. Programma arabo alle 14.30 su 8010 kHz.

Libano

Radio Beirut emette con il nuovo trasmettitore ad onde corte: per l'Africa: 19-30-20-45 su 11715 in inglese-arabo-francese; per il Sud-America: 21.00-21.50 su 15235 kHz in portoghese-arabo-spagnolo; per il Nord-America: 22.00-23.00 su 15295 kHz in inglese alle 22.15, arabo alle 22.45 e spagnolo 22.45.

Liberia

Radio ELWA da Monrovia ha notizie africane in inglese alle 19.10 su 15.155 kHz. Dalle 19.15 emette in arabo e dalle 20.00 un programma religioso in inglese.

Libia

Radio Tripoli usa una nuova frequenza di 4775 kHz, nel suo servizio diretto al Nord-Ovest e Sud-Ovest della Libia, con la potenza di 1 kW dalle ore 06.00 alle ore 08.00 e 17.00-22.00.

Marocco

Radio Rabat emette una trasmissione in francese denominata « Bonsoir l'Afrique » su 7115, 11735, 11345, 15345 kHz dalle 21.00 alle 23.30 (notiziario alle 22.30).

Mauritania

Radio Mauritania da Nonakchott emette in francese dalle 20.30 su 4855 kHz (61,79 m).

Monaco

Radio Montecarlo emette sulla frequenza di 6041,5 kHz (metri 49,66) dalle 08-30-01.00 (sabato e domenica 0.2.00). Dalle ore 0.6-30-08.30 la stazione impiega la frequenza di 49.71. In parallelo a 6041.5 kHz è la frequenza di 7135 kHz durante il giorno.

Pakistan

« Radio Pakistan » emette un programma in inglese dalle 19.45-20.30 su 9640 e 11672 kHz ed uno in turco dalle 20.45-21.30 su 9774 e 11672 kHz.

Papua

La Radio Port Moresby emette su 3385 kHz (88, 63 m) dalle 09.00-15.00 e 21.00-23.00.

Paraguay

Radio Guarany-Asuncion trasmette da ZPA7 su 15200 kHz dalle ore 13.00-17.00 e dalle 20.00-01.00 secondo una cartolina QSL pervenutaci dalla stazione.

Portogallo

Le trasmissioni del servizio estero ultramarino di radio Portogallo ora vengono denominate non più « Emissora Nacional » ma « Radio Portugal » e portano emissioni in francese e spagnolo, ma eccone i dettagli: per il Sud-est Asiatico-Inglese: 15.15-14.45; Konkani: 14.45-15.15 su 17895 kHz. Per l'Africa-Inglese: 19.15-20.30; Francese: 20.30-21.00 su 15125 e 17865 kHz. Per l'Europa-Inglese: 19.15-20.30 su 6025 kHz (49.79 m), 15125 kHz (19,86 m), 17895 kHz (16.76) notizie alle ore 19.30. In portoghese: 16.30-17.00 su 15.125 kHz.
Per gli Stati Uniti di America: 03.00-03.30 e 05.00-05.30 in inglese su 6025, 6185 kHz. La trasmissione « La voce dell'Occidente, The Voice of the west » che è in aria dalle ore 00.00-02.00 su 665 kHz ha francese dalle ore 00.00-00.45, inglese 00.45-01.30, spagnolo 01.30-02.00. Rapporti di ricezione possono essere trasmessi a Radio Portogallo, Rua St. Marçal, 1 - Lisbona.

Romania

Radio Bucarest trasmette ogni secondo ed ultimo venerdì del mese un programma per i DX alle ore 20.00- su 6190, 7195, 9510 kHz ed alle 23.30 su 155, 7195, 9570 kHz.

Siria

Radio Damasco ha un programma in francese dalle 20.30-21.00 e inglese 21.00-21.30 su 15165 kHz.

Sud Africa

Radio Sud Africa ha una nuova scheda programmi: dalle 12.00-16.45 su 21690 kHz (13.83 m); 16.45-20.00 su 15085 kHz (19,88 m); 18.00-21.00 su 11.900 kHz (25.21 m); 12.00-18.30 su 11865 kHz (25,28 m) e 20.00-21.00 su 9660 kHz (31.06 m).

Sudan

Radio Ondurman ascoltata su 4980, 4990, 5005 kHz chiude attorno alle 22.00 dopo un corto riassunto di notizie in arabo.

Svezia

« Radio Sweden » ha sostituito la frequenza di 7210 kHz con 7215 kHz (41,58 m) dalle 21.30 alle 22.00 quando emette in francese per l'Europa.

Tailandia

Radio TAI ora emette su 830, 927, 4830, 6070, 6160, 7305, 11910 kHz alle seguenti ore 01.00-02.00, 05.15-06.15, 06.30-07.00, 10.30-16.30 con programmi in lingua thai, inglese, francese, vietnamese, cambogiano, laotiana, indonesiana e mandarina.

Timor

Radio Timor effettuerà prove di emissione su 3268 kHz dalle 13.00 alle 09.00 e su 2380 kHz dalle 09.00-16.00.

Turchia

Il programma in lingua italiana da Radio Ankara viene trasmesso sempre alle ore alle ore 20.45 ma sulle frequenze di 7285 e 9745 kHz (41,18 e 30,78 metri).

U.R.S.S.

Radio Mosca dalle stazioni radio di ascolto poste in Australia, Belgio, Sud Africa e Portogallo è stata misurata su queste frequenze: 9500, 9510, 9540, 9580, 9590, 9610, 9613, 9620, 9630, 9640, 9775, 9780, 9800, 9810, 9816, 9850 (TASS), 9880, 10023, 10620, 10740, 11570, 11630, 11690, 15110, 15130, 15135, 15150, 15160, 15200, 15225, 15295, 15305, 15350, 15360, 15450, 17700, 17740, 17815, 17825, 17840, 17850, 17895, 21475, 21505, 21530, 21550, 21582, 21600, 21630 kHz. Alma Ata emette su 10530 dalle 01.30-10.00 e 12.30-17.00 (WRHFL).

Micron

Antonio Longhi

Criteri di progetto di amplificatori a transistori a basso rumore

Il disturbo interno è sempre difficile da prevedere. Come sempre, sono possibili due indagini: induttiva e deduttiva. Usando l'ultima, questo articolo mostra come si possa fare una previsione precisa. I dati di progetto necessari si possono ricavare compiendo prove ai terminali esterni del transistor.

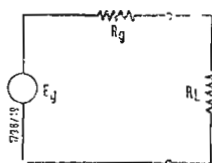



Fig. 1 - Circuito usato per definire il termine « potenza disponibile », che a sua volta è usato per semplificare il computo del fattore di rumore.

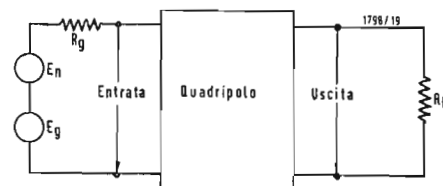



Fig. 2 - Circuito generale usato per derivare le formule del testo.

DISTURBO è un qualsiasi segnale indesiderato presente in un amplificatore. È una combinazione di disturbo esterno, disturbo presente nella sorgente del segnale, e disturbo interno.

Il disturbo esterno è variabile e in generale è considerato fuori delle possibilità di controllo del progettista. La sorgente di segnale è generalmente resistiva e provoca solo disturbo termico. Vi sono tre tipi di disturbo interno: disturbo termico, disturbo per fluttuazioni di corrente (shot) e disturbo di eccedenza o disturbo $1/f$.

Il disturbo termico è provocato dal moto irregolare dei portatori nella resistenza di massa del transistore. Il disturbo shot può essere attribuito alla diffusione irregolare dei portatori minoritari, alla ricombinazione casuale e alla generazione di coppie elettrone-cavità. Il disturbo $1/f$ può essere attribuito alle fluttuazioni della densità di corrente provocata da un certo meccanismo di modulazione. Generalmente si divide il disturbo $1/f$ in una componente generata dalle variazioni irregolari alla superficie del transistore e in una componente provocata da variazioni irregolari nella linea di fuga intorno alle giunzioni dei transistori.

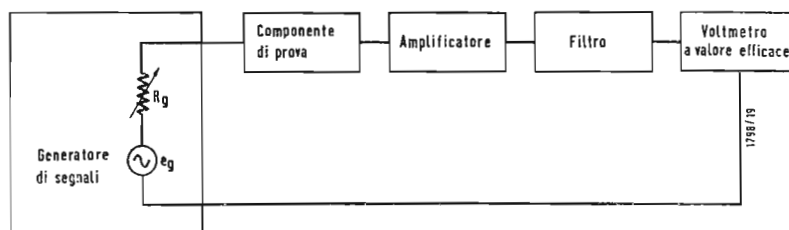



Fig. 3 - Circuito di misura usato per determinare il fattore di rumore.

Unità	f_a (MHz)	h_{ib} (Ω)	h_{fe}	h_{ob} $\times 10^{-6}$	h_{FE}	I_{CBO} (mμA)
1	33	50	93	0,28	58	0,74
2	36,8	53	96	0,20	64	1,3
3	38,7	52	101	0,20	65	1,5
4	35,2	54	98	0,24	60	0,65
5	36	53	96	0,30	55	1,23
6	35,4	52	100	0,25	65	0,77
7	34	52	100	0,25	60	0,45
8	32,6	51	91	0,25	58	0,73
9	32,5	55	102	0,30	55	0,35
10	34,8	52	92	0,30	58	0,56

Fig. 4 - Parametri dei transistori selezionati per le misure.

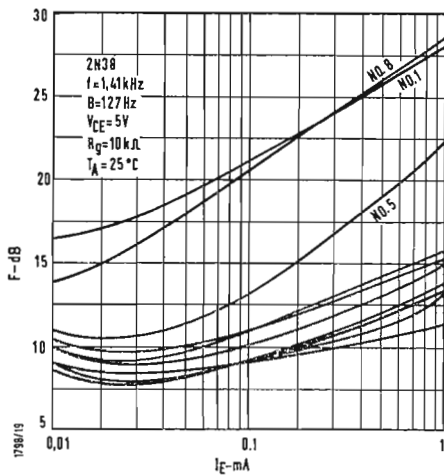



Fig. 5 - Curve dei singoli transistori al variare della corrente di emettitore, per frequenza e resistenza del generatore assegnate.

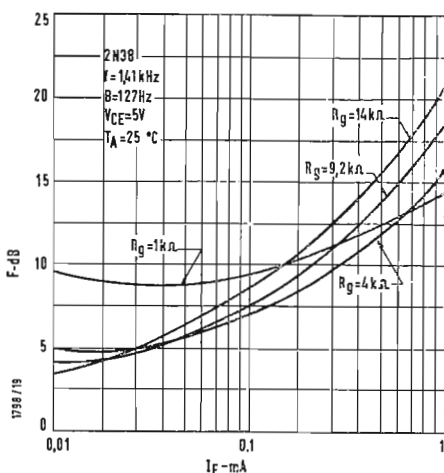



Fig. 6 - Diagrammi delle medie di 3 transistori per F in fusione di I_E per diversi valori della resistenza del generatore.

1. - DETERMINAZIONE DELLE CARATTERISTICHE DEL DISTURBO

Il metodo impiegato per determinare le caratteristiche del disturbo deve presentarle nella forma più precisa, completa e facilmente maneggiabile che le condizioni lo permettano. Sono possibili due indagini.

La prima è un'indagine matematica, richiedente una completa conoscenza della fisica del rumore interno. Questa analisi ha la proprietà che si ricava la conoscenza del meccanismo del rumore interno unitamente alla richiesta informazione del progetto. La teoria del disturbo shot e termico può prevedere la caratteristica del disturbo del transistore con un alto grado di precisione. Ciò non vale per il disturbo l/f. Esistono teorie relative a questo tipo di disturbo, ma esse soffrono di almeno due deficienze: non è possibile una precisa previsione dei risultati, e la teoria non ha una forma facilmente utilizzabile dal progettista.

Il disturbo l/f riguarda essenzialmente la regione più bassa delle audiofrequenze; perciò uno studio matematico non è positivo per il tecnico che progetta il circuito.

Il secondo metodo è empirico. Si può ricavare la richiesta informazione per il progetto istituendo misure ai terminali esterni del transistore. Questo metodo ha il pregio di non richiedere una profonda conoscenza della fisica del disturbo interno.

2. - DEFINIZIONE E MISURA

Molte grandezze possono essere adottate come misura, o figura di merito, della caratteristica di disturbo. Un termine molto pratico è il fattore di rumore, F, che è definito come il fattore secondo il quale diminuisce il rapporto segnale/disturbo, quando il segnale passa attraverso un circuito.

F è dunque il rapporto di S/N all'entrata del circuito (S_i/N_i), all'S/N all'uscita del circuito (S_0/N_0). Espresso analiticamente esso è:

$$F = \frac{S_i\,N_i}{S_0\,N_0} \qquad (1).$$

Si deve avere una conoscenza profonda di F. Per fare questo si deve dapprima definire il termine potenza disponibile, che si usa per semplificare la determinazione di F. In fig. 1 è dato un semplice circuito, del quale la sorgente di segnale è E_g, con una resistenza interna R_g.

La massima potenza che E_g può fornire a R_L è:

$$P_{L(max)} = \frac{E_g^2}{4\,R_g} \qquad (2).$$

Questa quantità rappresenta la massima potenza disponibile, o semplicemente la potenza disponibile del generatore. Consideriamo la fig. 1 con un generatore addizionale E_n, rappresentante la tensione termica a circuito aperto associata a R_g e con un quadripolo connesso fra R_g e R_L (fig. 2). La tensione media quadratica di disturbo relativa a qualsiasi resistenza, è:

$$E_n^2 = 4\,k\,T\,B\,R_g \qquad (3)$$

dove:

E_n = tensione efficace (volt).
k = costante di Boltzmann ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ joule/°K),
T = temperatura della sorgente di rumore (°K).
B = larghezza di banda equivalente di disturbo del sistema (Hz).

Dalla fig. 2 si rileva che la potenza del segnale di entrata è:

$$S_i = \frac{E_g^2}{4\,R_g} \qquad (4);$$

mentre la potenza di disturbo di entrata è:

$$N_i = \frac{E_n^1}{4\,R_g} = k\,T\,B \qquad (5).$$

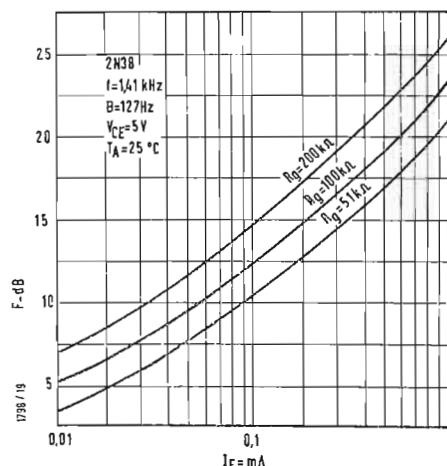



Fig. 7 - Curve individuali ai più alti valori di Rg.

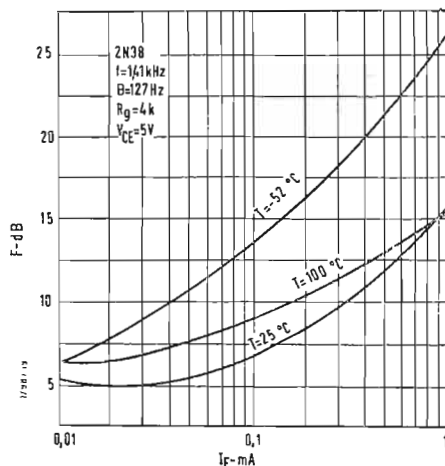



Fig. 8 - Curve medie a diversi valori di temperatura.

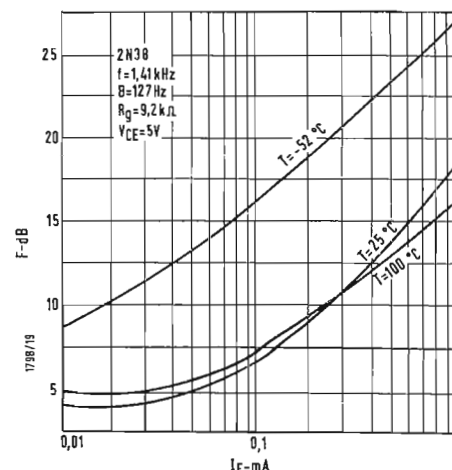



Fig. 9 - Curve analoghe a quelle di fig. 8, ma per diversi valori di Rg.

Il rapporto di potenza segnale/disturbo all'entrata è perciò:

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{E_g{}^2/4\,R_g}{k\,T\,B} = \frac{E_g{}^2}{4\,k\,T\,B\,R_g} \quad (6).$$

Sostituendo la (6) nella (1), abbiamo:

$$F = \frac{E_g{}^2}{4kTB\,R_g} \Big/ \frac{S_0}{N_0} \quad (7)$$

Il rapporto segnale/disturbo all'uscita conviene che si espresso come un rapporto di tensione, cioè:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{E^2{}_{0s}/R_L}{E^2{}_{0n}/R_L} = \frac{E^2{}_{0s}}{E^2{}_{0n}} \quad (8)$$

dove:
E_{0s} = valore efficace del segnale di uscita
E_{0n} = valore efficace del disturbo di uscita,

$$F = \frac{E_g{}^1}{4kTB\,R_g} \Big/ \frac{E'{}_{0s}}{E^2{}_{0n}} \quad (9)$$

Per le misure conviene convertire la precedente espressione, così:

$$F = \frac{E^2{}_{0n}}{4\,k\,T\,B\,R_g\,(G)^2} \quad (10),$$

dove $G = \frac{E_{0s}}{E_g}$.

Il circuito per le prove è indicato in fig. 3. Il generatore di segnale consiste in un oscillatore che alimenta un circuito resistivo. Il componente di prova comprende il transistore da esaminare e i suoi circuiti di polarizzazione. L'amplificatore usato è stato selezionato per basso rumore, linearità e campo dinamico. Il filtro usato ha strette bande passanti a intervalli di circa un'ottava nel campo di frequenze da 250 Hz a 100 kHz. La larghezza di banda equivalente di rumore di ciascuna banda passante deve essere determinato. Il misuratore di uscita deve essere un voltmetro fedele a valore efficace. Questo dispositivo di misura permette di misurare i fattori di disturbo a banda stretta per ampi campi di variazione della resistenza del generatore, delle condizioni di polarizzazione e della frequenza.

3. - DATI DI RUMOROSITA' DEI TRANSISTORI

Per un basso rumore, il progettista deve conoscere: quale campo di fattori di rumore ci si possa aspettare da un dato transistore; che cosa si deve predisporre per ottenere questa caratteristica, e quali compromessi si devono fare rispetto ad altri generi di caratteristiche del circuito per ottenere i risultati desiderati. Per stabilire queste informazioni, si devono ricavare i seguenti elementi:
1) la relazione fra resistenza del generatore R_g, la corrente di emettitore I_E, la tensione collettore-emettitore V_{CE} e il fattore di rumore F;
2) F in funzione della frequenza;
3) F in funzione della temperatura;
4) i limiti massimo e minimo di F;
5) Guadagno e larghezza di banda in funzione del livello di corrente.
In qualsiasi procedimento di misura, il primo problema è la scelta dei transistori. Secondo la teoria del disturbo shot, un transistore dovrebbe avere un'alta f_α, un alto h_{fe} e una bassa I_{CBO} per il suo massimo rendimento nella regione di shot. Si sono selezionati dieci transistori 2N338 con queste caratteristiche. I loro parametri sono dati in fig. 4. Per rilevare la necessaria infor-

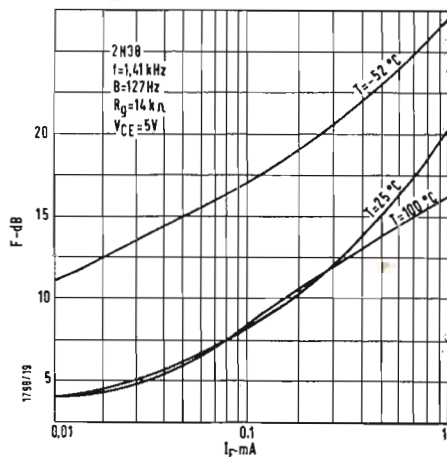



Fig. 10 - Come in fig. 8 e 9, ma con altra resistenza del generatore.

mazione di progetto, si sono misurati i fattori di rumore delle dieci unità per una data frequenza e per una data resistenza del generatore entro l'intervallo di corrente di emettitore da 0,01 a 1 mA.

Questa grandezza è rappresentata in fig. 5. Dalle informazioni ricavate da questo diagramma, si sono divisi i 10 transistori in due gruppi, mettendo le unità nº 1, nº 5 e nº 8 in un gruppo, e le rimanenti unità nell'altro gruppo.

Da questo secondo gruppo si sono estratti tre transistori, che si sono poi considerati unità tipiche a basso rumore. I fattori rumore di queste unità sono stati misurati entro certi intervalli di variazione di R_g, I_E e temperatura V_{CE} ha influenza trascurabile su F al di sotto di un livello di circa 10 V, per i valori estremamente bassi di I_{CBO} e h_{ob} presentati dai transistori 2N338. Per questa ragione, tutti i fattori di disturbo sono stati misurati con V_{CE} = 5 V.

La fig. 6 è la rappresentazione di F in funzione di I_E usando vari valori di R_g. Le curve fornite sono i valori medi di tre unità. La fig. 7 dà le curve singole, analoghe a quelle di fig. 6, ma per i valori di R_g molto maggiori. Le fig. 8, 9 e 10 sono i diagrammi (medi di 3 unità) di F in funzione di I_E, usando tre valori diversi da R_g per T_A = = — 52, + 25 e + 100 'C. La fig. 11 mostra la variazione del guadagno con I_E, per valori fissi di R_g e R_L. Un esame di questi dati rivela molti fatti importanti:

1) transistori con dati parametri di listino simili, non hanno necessariamente le stesse caratteristiche di rumore;

2) per un dato alore di R_g, si può trovare la corrente di emettitore, che minimizza F;

3) per un dato /valore di I_E, si può trovare un valore di R_g, che minimizza F.

Per confrontare le unità selezionate coi 2N338 normali, si sono misurati i fattori di rumore di un esemplare preso da un gruppo di 50, a 2 frequenze e per polarizzazione e resistenza del generatore assegnate. La distribuzione mostrata in fig. 12, indica che circa il 25% delle 50 unità raggiunge o supera i dati delle unità selezionate a f = = 1,41 kHz.

Oltre a misurare i fattori di disturbo di singoli transistori, si è misurata una composizione mista, i risultati della quale sono dati in fig. 13. Questo genere di collegamento fornisce una miglior caratteristica di rumore rispetto allo stadio con emettitore a massa per valori alti della resistenza del generatore. Le fig. da 14 a 16 indicano le caratteristiche tipiche di disturbo del transistore mesa TI-490 (J-570A). La La fig. 14 mostra la distribuzione della figura di rumore di 50 unità. Le figure di disturbo di 5 unità selezionate come indicato, sono state misurate a I_E = = 0,05 mA, V_{CE} = 5 V e f = 1 kHz per vari valori di R_g. Le curve particolari sono indicate in fig. 15. La fig. 16 mostra F in funzione di f di una singola unità per due combinazioni I_E e R_g.

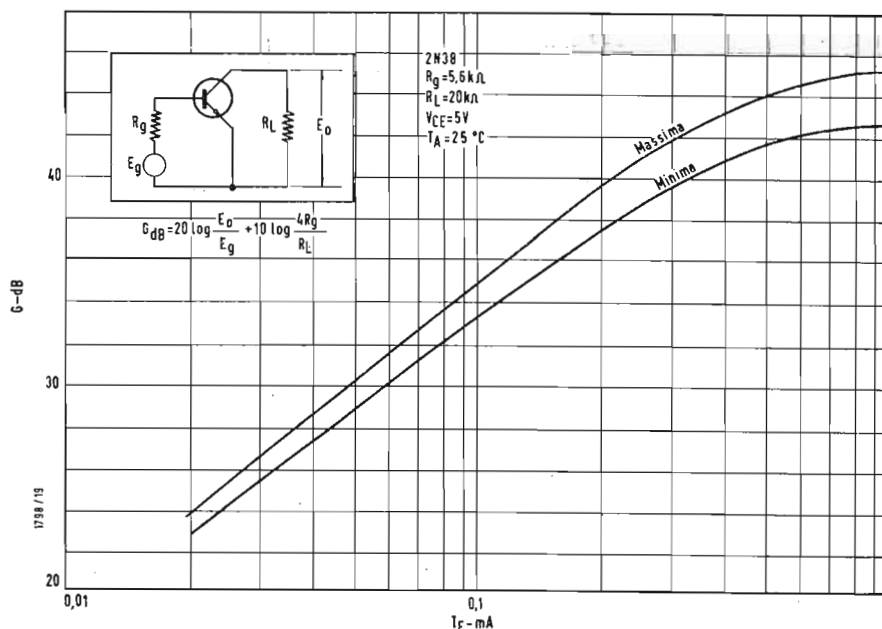



Fig. 11 - Variazione del guadagno con I_E per assegnate resistenze di carico del generatore.

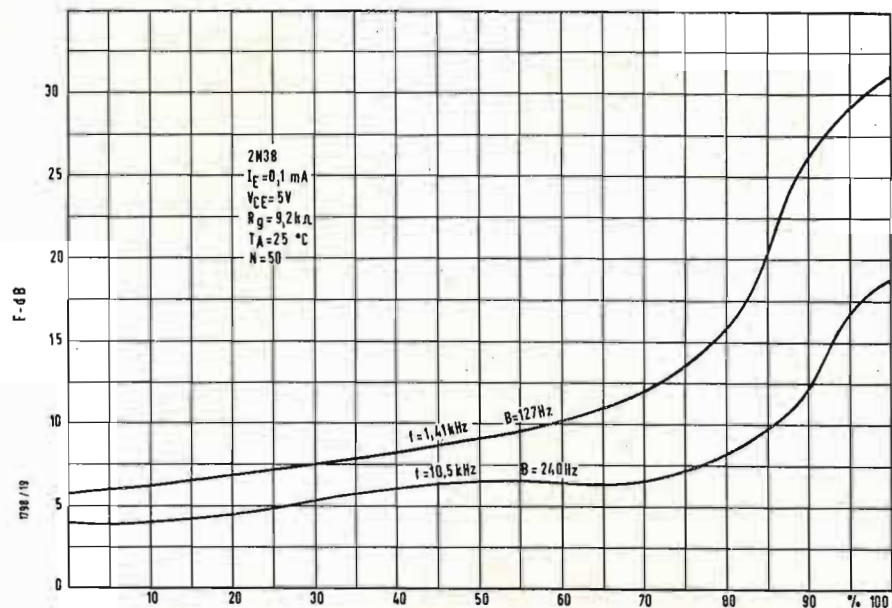



Fig. 12 - Distribuzione dei fattori di rumore di una selezione casuale di 50 transistor, a 2 frequenze con polarizzazione ed Rg assegnate.

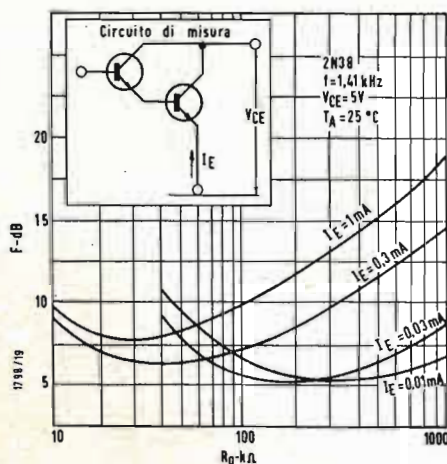



Fig. 13 - Risultati delle misure del fattore di rumore con la combinazione mista indicata nella illustrazione.

4. - PROGETTO DI AMPLIFICATORI A BASSO RUMORE

I dati di rumorosità contenuti nell'ultimo paragrafo servono come un mezzo molto pratico nel progetto di amplificatori a basso rumore. L'informazione supplementare necessaria è la relazione fra il fattore di rumore del transistore e il fattore di rumore dell'amplificatore.

La (11) detta formula di Friis, fornisce questa informazione:

$$F_A = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1\, G_2} \qquad (11)$$

dove:
F_A = fattore di rumore dell'amplificatore;
F_1, F_2, F_3 = fattori di disturbo dei transistori impiegati nei vari stadi dell'amplificatore, misurati ai loro livelli di polarizzazione di lavoro e di impedenza;

G_1, G_2 = guadagni effettivi di potenza del primo e del secondo stadio.

Questa espressione è valida solo se i singoli stadi hanno la stessa larghezza di banda di rumore. Nella maggior parte delle applicazioni a basso rumore, si può trascurare il contributo al disturbo dovuto al terzo stadio, perciò la (11) si semplifica così:

$$F_A = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \qquad (12).$$

Per dimostrare come possano essere usati i dati di rumore presentati si è progettato l'amplificatore sperimentale di fig. 17. L'amplificatore è stato alimentato con R_g = 5,6 kΩ. I dati di fig. 6 indicano che si può ottenere una figura di rumore del primo stadio di 5 dB (f = 1,41 kHz) se il transistore è polarizzato con I_E = 20 μA e V_{CE} = = 5 V. I valori delle resistenze adottati per il circuito di polarizzazione sono determinati dai fattori di stabilità di polarizzazione:

$$S_1 = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = \frac{R_B + R_E}{R_B(1 + h^*_{FB}) + R_E} \qquad (13)$$

$$S_2 = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{h^*_{FB}}{R_B(1 + h^*_{FB}) + R_E} \qquad (14)$$

$$S_3 = \frac{\partial I_C}{\partial h^*_{FB}} = S_1\, I_{Eq} \qquad (15)$$

dove:
R_B = resistenza equivalente di Thevenin dell'alimentazione di polarizzazione di base;

R_E = resistenza esterna in c.c. di emettitore;

$$h^*_{FB} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E},$$

I_{Eq} = corrente di riposo di emettitore.
La variazione totale della corrente di collettore è uguale alla somma delle singole variazioni. L'effetto del circuito divisore di base e di un'eventuale resistenza non by-passata di emettitore mettitore, R_e, aumenterà sempre il fattore di rumore minimo del transi-

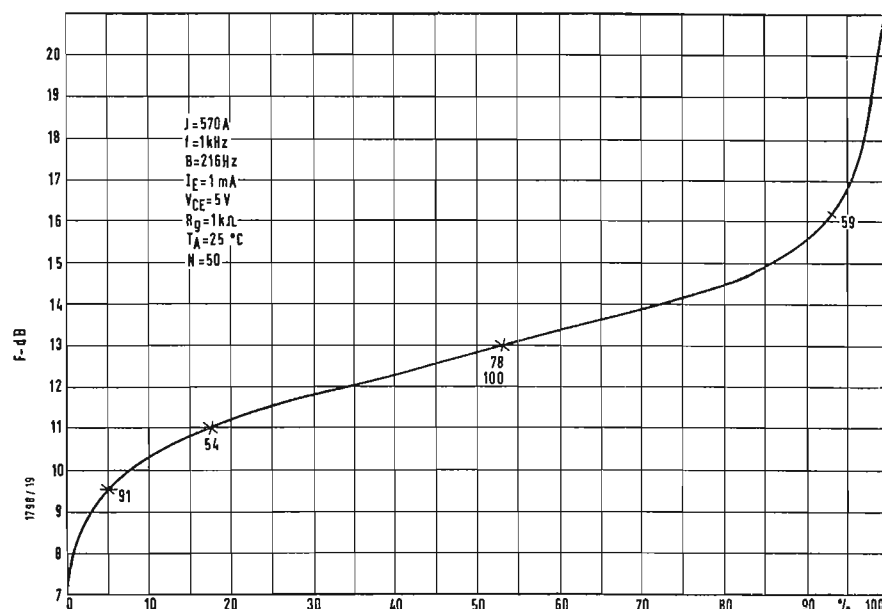



Fig. 14 - Distribuzione della figura di rumore per 50 transistori mesa TI-490.

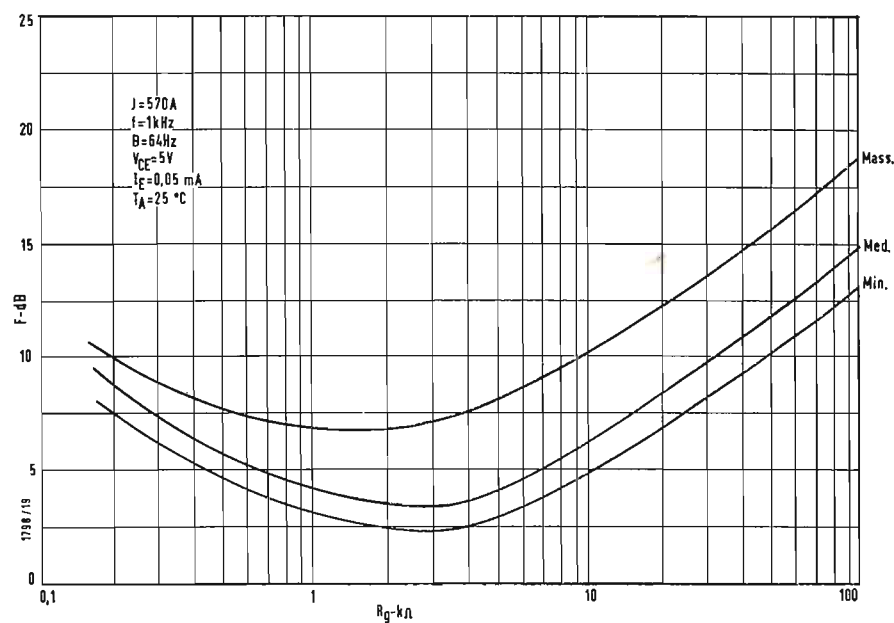



Fig. 15 - Particolare di 5 unità, selezionate e misurate alle condizioni specificate.

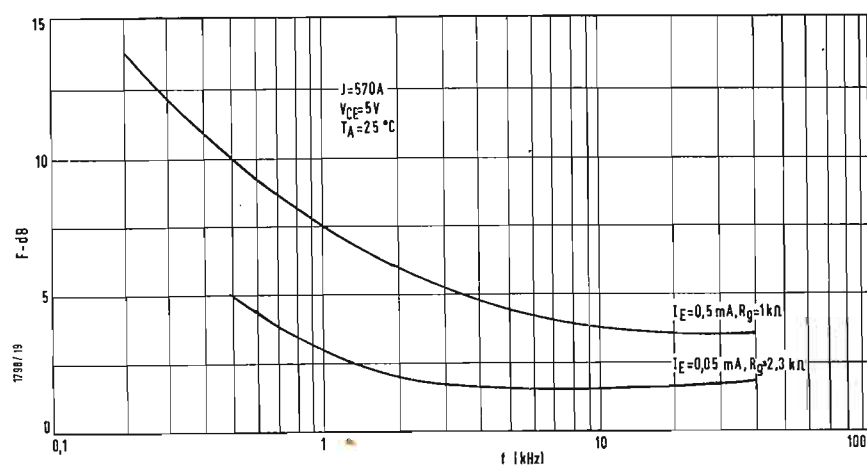



Fig. 16 - Fattore di rumore in funzione della frequenza per un'unità a condizioni diverse.

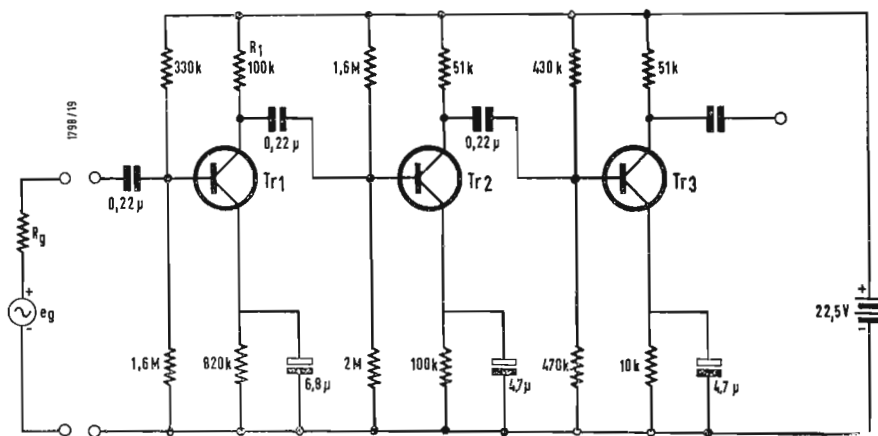



Fig. 17 - Schema elettrico dell'amplificatore sperimentale a basso rumore.

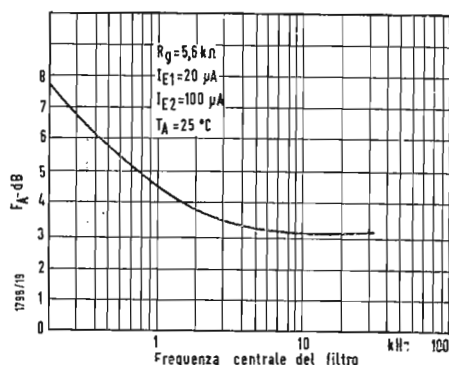



Fig. 18 - Fattore di rumore dell'amplificatore sperimentale in funzione delle frequenze

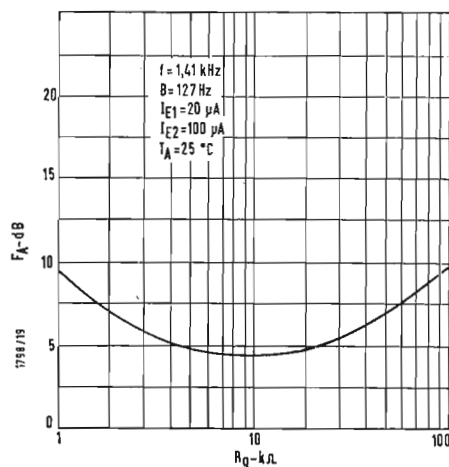



Fig. 19 - Variazione del fattore di rumore con *Rg*.

store per una data condizione di polarizzazione, $F_{(min)}$, ed aumenterà o diminuirà il valore di R_g richiesto per ottenere questo minimo, R_g *(opt)*. Però, se sono soddisfatte le seguenti condizioni, quest'effetto è trascurabile:

1. $R_B/R_g > 10$
2. $R_e/R_g < 10$.

Il secondo stadio lavora con $I_E = 100$ μA e $V_{CE} = 5$ V. La resistenza del generatore vista da questo stadio è uguale alla combinazione in parallelo del circuito di polarizzazione di base e della resistenza in c.c. di carico del collettore del primo stadio. Si ha come risultato $R_g = 100$ kΩ per il secondo stadio. La fig. 7 dà all'incirca $F = 12{,}3$ dB.

Con riferimento alla equazione (12):

$$F_A \cong F_1 \qquad (16),$$

$$\text{se} \quad \frac{F_2 - 1}{G_1} \ll F_1 \qquad (17);$$

nel nostro caso:

$$\frac{F_2 - 1}{G_1} = 0{,}1\ F_1 \qquad (18).$$

Questa differenza si può considerare abbastanza grande, per poter trascurare il disturbo del secondo stadio. Il guadagno del primo stadio necessario per realizzare questa condizione è:

$$G_1 = \frac{F_2 - 1}{0{,}1\ F_1} \qquad (19).$$

Inserendo i valori noti di F_1 e F_2, si ha:

$$G_1 = \frac{17{,}2 - 1}{0{,}1 \cdot 3{,}16} = \frac{16{,}2}{0{,}316} = 5{,}13 = 17{,}1 \text{ dB} \qquad (20)$$

Il carico c.a. di Q_1 è circa $Q_2 h_{ie}$, cioè circa 20 kΩ per le condizioni di polarizzazione adottate. La fig. 11 indica che si può realizzare il guadagno necessario.

Il valore necessario del guadagno del primo stadio può essere diminuito se la resistenza del generatore vista dal secondo stadio è prossima all'optimum. Il metodo evidente da adottare è di impiegare un trasformatore di accoppiamento. Per accoppiamento *RC*, il valore di R_1 deve essere il più piccolo possibile.

Il resto del progetto dell'amplificatore è piano, se non si adotta la reazione per la stabilità c.a. L'effetto della reazione sul fattore di rumore e il suo miglioramento dipendono dalla particolare applicazione. Questo punto è trattato in vari articoli.

5. - CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE

La caratteristica di rumore dell'amplificatore sperimentale è mostrata in fig. 18 e 19. La fig. 18 rappresenta F_A in funzione della frequenza, mentre la fig. 19 mostra F_A in funzione di R_g. Il confronto di queste due curve con le fig. 6 e 7, mostra un buon accordo. Si ricordi che questi valori sono basati sul calcolo di unità tipiche e di unità tipiche medie, perciò il confronto diretto non è possibile. F_A è stato misurato a $f = 1{,}41$ kHz e a $T_A = 100$ °C, usando due diversi transistori nel primo stadio. Le figure di disturbo sono risultate di 5 dB e 5,2 dB rispettivamente. Si sono fatte misure anche a $T_A = -52$ °C. Le figure di rumore misurate sono state di 15 dB e di 20 dB. È ovvio che le condizioni per le quali $F_A \cong F_1$ non si verificano a questa temperatura. Ciò principalmente perchè a $T_A = -52$ °C, F_2 aumenta,

mentre G_1 diminuisce. Un trasformatore di accoppiamento fra il primo e il secondo stadio darebbe un sostanziale miglioramento di rendimento dell'amplificatore alle basse temperature. Ciò è principalmente ascrivibile ai più bassi valori di F_2 ottenuti rendendo ottima la R_g vista dal secondo stadio. Si devono tener presente molti punti quando si calcola la variazione del fattore di disturbo con la temperatura. I dati sopra forniti sono basati solo su unità e ciò non è sufficiente per dire che tutti i 2N338 abbiano le stesse caratteristiche. Le condizioni della superficie giocano una parte importante nel disturbo $1/f$, la quale aiuta a spiegare come questo tipo di disturbo sia inapprezzabile. I compromessi necessari per le caratteristiche di bassa frequenza sono dovuti ai bassi livelli della richiesta corrente di emettitore. Questo basso livello riduce la grandezza di h_{fb} e di f_α. Queste riduzioni non pongono una grave /limitazione al funzionamento del 2N338 nel campo audio. Se si richiede un funzionamento entro un campo più vasto di frequenze, il il compromesso principale dovrà effettuarsi fra larghezza di banda e caratteristica di disturbo.

6. - CONCLUSIONE

Questi elementi dimostrano che il rumore $1/f$ del 2N338 può essere minimizzato con un'oculata polarizzazione del transistore e con l'opportuna terminazione di entrata. Le fig. 6 e 19 indicano che il funzionamento del primo stadio agli specificati livelli di corrente offrono al progettista un vasto campo di resistenze del generatore, con le quali possa pilotare lo stadio senza una grave degradazione della caratteristica di rumore. Infine, se si prende cura nel progettare il circuito di accoppiamento fra gli stadi primo e secondo, si può ottenere un funzionamento soddisfacente nel campo di temperature vasto quanto consentito dai transistori al silicio.

7. - BIBLIOGRAFIA

[1] VAN DER ZIEL A., *Fluctuation Phenomena in Semi-Conductors*, Accademic Press Inc., New York, N. Y., 1959.

[2] FONGER W. M., *A Determination of 1/f noise sources in semiconductor diodes and triodes*, Transistors I, RCA Labs, Princeton, N. Y. pp. 239-96; 1956.

[3] FRIIS H. F., *Noise Figures of Radio Receivers*, « Proc. I.R.E. » vol. 32, pag. 419; 1944.

[4] HALL, DONALD B., *Bias Network Designe for Silicon Tetrode Transistors* « Elect. Design News », Aprile 1959.

[5] MIDDLEBROOK, R. D., *Optimum Noise Reformance of Transistor Input Circuits*, presentata alla Conferenza dei circuiti a transistor e dello stato solido di Filadelfia - Febbraio 1958.

[6] VAN DER ZIEL, A., *Noise*, Prentice Hall., Inc., New York, 1954.

Generatore di funzione

La generazione di forme d'onda complesse di bassissima frequenza generalmente comporta l'impiego di tutto un complesso di apparecchiature elettroniche, particorarmente eostose.

Il generatore di funzioni di bassissima frequenza tipo SG.88 prodotto dall'ADVANCE COMPONENTS LTD. di Hainault, Essex, Inghilterra elimina praticamente le difficoltà che normalmente s'incontrano nella generazione di forme d'onda insolite. Questo nuovo strumento è fondamentalmente un sistema ottico-meccanico. Nel generatore, il circuito ad oscillatore convenzionale è sostituito da dischi rotativi trasparenti intercambiabili, esplorati da uno stretto fascio di luce. Su ciascun disco è stampato un disegno opaco che rappresenta sotto forma di coordinate polari la forma d'onda o funzione da prodursi. La gamma di forme d'onda è virtualmente illimitata e richiede solamente che la funzione dall quale è derivata sia monovalente e ripetitiva.

La frequenza d'uscita è continuamente variabile da 0,005 Hz fino ad un massimo di 50 Hz. Aumentando il numero di disegni completi sul disco, il limite di frequenza superiore può essere portato a più multipli del valore nominale.

Il complesso comprende anche dispositivi di esplorazione sulle due gamme di frequenza superiori per dare valutazioni rapide della risposta dell'attrezzatura in prova. L'esplorazione della frequenza comincia ad una frequenza prefissata qualsiasi e continua logaritmicamente fino al limite superiore della frequenza della gamma.

L'esplorazione può essere impiegata per determinare le risonanze di frequenza e i punti morti, e per valutare i limiti imposti dall'inerzia e dall'attrito nell'attrezzatura meccanica.

Il generatore di funzioni Advance è in grado di compiere tutta una serie di prove e, unitamente a molte altre applicazioni, può essere impiegato per la simulazione di cicli di riscaldamento e raffreddamento per reattori nucleari, effetti di marea nei modelli d'installazioni portuali, l'analisi di servomeccanismi.

dott. ing. Antonio Contoni

Le trasmissioni MF multiplex e la stereofonia*

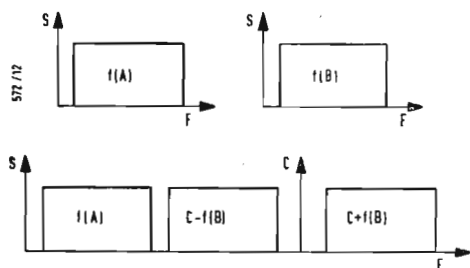



Fig. 1 - Inizialmente i segnali *A* e *B* occupano entrambi la banda 0 ÷ 15 kHz. Modulando in ampiezza con *B* una subportante di frequenza *F*, superiore alla frequenza più alta contenuta in *A*, si realizza una traslazione dell'informazione *B* nella scala delle frequenze. I segnali *A* e *B* trasferito, possano poi modulare lo stesso trasmettitore. È possibile eliminare la banda laterale superiore, risultato della modulazione della subportante per mezzo di *B*.

LE TRASMISSIONI stereofoniche a emettitore unico diffuso dalle antenne della Torre Eiffel hanno già fatto rendere nero un notevole numero di fogli di carta, per cui noi non aggiungiamo il nostro grano di inchiostro ad una letteratura di già prolissa. Accanto a questa realizzazione sperimentale di trasmissione stereofonica, e nell'Europa intera, si procede attualmente a prove di sistemi diversi, talvolta basati sullo stesso principio, in vista di arrivare, tra qualche anno, ad una soluzione uniformemente adottata su scala europea.

1. - PROBLEMI IMPOSTI DALLA RADIOSTEREOFONIA MULTIPLEX

Le trasmissioni devono rispettare un certo numero di condizioni, tra le quali:

— una separazione di due vie in ricezione, la più semplice possibile, realizzabile con un minimo di elementi esterni ai ricevitori MF normali, in vista della possibilità di conversione dei ricevitori preesistenti, e a motivo delle esigenze del prezzo di vendita per il materiale destinato al grande pubblico;

— una perfetta compatibilità: un ricevitore monofonico deve captare la totalità del segnale, altrimenti nota come somma dei segnali di via; inversamente un ricevitore stereofonico deve pure essere in grado di ricevere un segnale monofonico, senza che, in entrambi i casi, questi segnali vengano distorti troppo da parte degli organi di rivelazione;

— una separazione di vie, la più perfezionata possibile, l'interferenza (diafonia) deve essere abbastanza piccola perchè sia eventualmente possibile utilizzare ciascuna via per la trasmissione di un programma diverso;

— una differenza, la più modesta possibile, dal punto di vista del rapporto segnale/disturbo, fra la ricezione dell'uno o dell'altro segnale (monofonico o stereofonico) da parte dell'uno o dell'altro ricevitore (monofonico o stereofonico);

— un ingombro nella banda di frequenze (banda II, verosimilmente allargata a 108 MHz in seguito), il più vicino possibile a quello dei trasmettitori monofonici attuali ($\Delta f = \pm 75$ kHz), e ciò, per evidenti ragioni di saturazione della banda II.

Non dimentichiamo infatti che la Francia è uno dei pochi paesi d'Europa dove questa saturazione non è tale.

Fra tutte queste esigenze, contrariamente a ciò che si potrebbe pensare a priori, le due prime (compatibilità e semplicità dei ricevitori) sono le più facili da realizzare, almeno sul piano teorico. Questa compatibilità suppone infatti che si siano emessi dei segnali di via *X* e *Y* (destro e sinistro), che corrispondono realmente ad un'informazione stereofonica, ciò che, per ragioni tecnologiche, è attualmente lontano dal verificarsi, la somma $X + Y$ come la si trova all'uscita dei microfoni di registrazione, essendo talvolta sensibilmente differente dal segnale monofonico corrispondente.

La più difficile da realizzare delle condizioni precedenti è probabilmente l'ultima, della quale il non rispetto condurrebbe a rivedere la larghezza attuale dei canali MF (300 kHz) disponibili nella banda II e in vista del loro allargamento, cosa totalmente incompatibile con l'ingombro attuale di questa banda.

2. - PRINCIPII DI MODULAZIONE MULTIPLEX

Per « far tenere » su una stessa portante due (o più) segnali ingombranti la stessa banda di frequenze (qui da 0 a 15 kKz) e rappresentanti informazioni distinte, non si dispone, per quanto ne sappiamo, che di due sistemi, come in telefonia: il multiplex per correnti portanti e il multiplex per impulsi.

Basati su principi molto diversi, l'uno e l'altro possono essere utilizzati per la trasmissione di informazioni stereofoniche mediante un unico trasmettitore MF. Noi parleremo brevemente di ciascuna di queste tecniche, ristretta, per i bisogni dell'argomento in causa, alla trasmissione di due sole informazioni: i segnali di via *X* e *Y*, o più generalmente, i segnali *A* e *B*, sulla formazione dei quali noi non facciamo per il momento alcuna ipotesi.

La sezione « alta fedeltà » é redatta a cura del dott. ing. ANTONIO NICOLICH.

(*) di PH. RAMAIN; tradotto da *Toute la Radio*, settembre 1961, pag. 293.

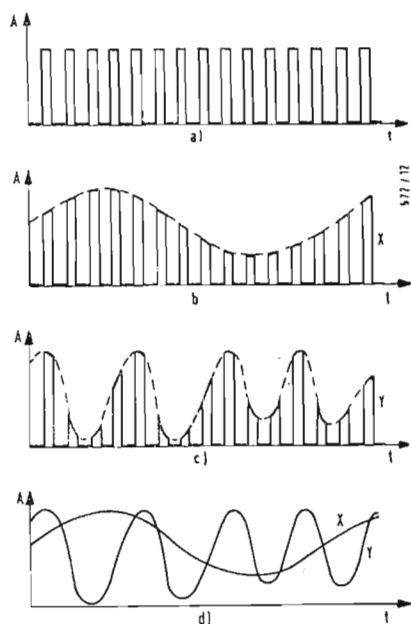



Fig. 2 - Il multiplexaggio per impulsi consiste nel modulare rispettivamente con X e Y (in *d*) due treni di impulsi sfalsati di un semiperiodo. I risultati di questa modulazione (*b* e *c*) vengono in seguito mescolati e contengono le due informazioni. È possibile estendere questo procedimento ad un numero qualunque di vie.

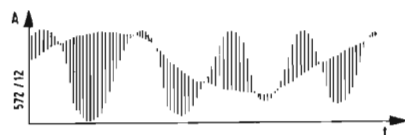



Fig. 3 - Dopo il passaggio in un filtro passa-basso accordato sulla 2ª armonica della frequenza di ricorrenza degli impulsi, il segnale contenente X e Y ha la forma di una sinusoide la cui ampiezza è limitata da X e Y.

3. - MULTIPLEX A CORRENTI PORTANTI

I sistemi multiplex a correnti portanti hanno per principio di abbassare, nella scala delle frequenze, una via rispetto all'altra (fig. 1), utilizzando una subportante modulata dal segnale da trasportare (qui il B), il segnale non trasferito (A) rimanendo al suo posto nella scala delle frequenze. L'informazione totale, cioè l'insieme di A e di B degradato, viene utilizzato nel caso che ci interessa, per modulare in frequenza il trasmettitore, che deve trasmetterla.

Il principio delle correnti portanti ha fatto sorgere due possibilità, perciò che riguarda la stereofonia per mezzo di un trasmettitore unico: il procedimento MF-MA, in cui la subportante è modulata in ampiezza da B, ed il procedimento MF-MF detto anche D.MF (doppia modulazione di frequenza), in cui la subportante $C \cos \omega t$ è modulata in frequenza da B con un'escursione Δf.

Nel primo caso (MF-MA), la modulazione, se A e B occupano la stessa banda $0 \div 15$ kHz ciascuno, e se B modula un subportante a frequenza f, ha una larghezza di banda che si estende da 0 a $f + 15$ kHz se le due bande laterali della subportante vengono conservate, e da 0 a f, se non si conserva che la banda laterale inferiore. La frequenza f della subportante C deve essere superiore al doppio della più alta frequenza di A e di B, per permettere ad A ed alle bande laterali create dalla modulazione di C per mezzo di B di trovare il loro posto nella banda di frequenze così creata.

Il processo D.MF esige, per principio, una banda di modulazione un po' più larga. Mentre è possibile modulare in ampiezza una portante di frequenza F con un segnale di frequenza $F/2$, ciò non è più vero in MF, in cui la frequenza della subportante dovrà essere superiore al doppio delle frequenze più alte di A e B. D'altra parte i sottoprodotti di modulazione MF della subportante si estendono assai lontano dalla subportante ed è difficile di prendere per questa stessa una frequenza inferiore a un centinaio di kHz, salvo se si accetta di aumentare la distorsione sulle frequenze elevate del segnale B (più di 8 kHz per es.) diminuendo la larghezza di banda MF della subportante per filtraggio in trasmissione.

In queste condizioni, si ottiene un'escursione Δf ragionevole e la modulazione occupa una banda che si estende da 0 a $f + \Delta f$, con valori di f e di Δf prossimi a 45 e a 30 kHz rispettivamente.

Dopo la modulazione in frequenza del trasmettitore, la larghezza di banda $2\,\Delta F$ occupata da quest'ultimo nella banda II dipende sia dalla subportante, la cui frequenza determina la massima frequenza (ad audio frequenza) da trasmettere, sia e dell'indice k di modulazione per frequenza.

Nel sistema D.MF, essa dipende inoltre dall'indice k di modulazione della subportante e dai metodi di filtraggio utilizzati nel modulatore. Essa è più larga per il sistema D.MF che per il sistema MF-MA e si pone fra 180 e 300 kHz, con valori di k, che possono essere piccoli fino a 1 alle più alte frequenze trasmesse.

4. - MULTIPLEX PER IMPULSI

Mentre il sistema a correnti portanti abbassa le informazioni per trasmetterle, il sistema multiplex per impulsi le intercala (P.MA). I risultati ottenuti dipendono dalla polarità degli impulsi rispettivamente modulati da A e B, come pure dalla loro forma e dall'aggiunta eventuale di impulsi di sincronismo permettendone la decodificazione. In pratica si utilizzano per la radiosterefonia solo i processi utilizzanti i sistemi a impulsi modulati in ampiezza, gli altri processi di modulazione esigono decodificatori troppo complicati.

Due treni di impulsi alla frequenza F subiscono uno sfasamento di 180° e sono rispettivamente modulati in ampiezza da A e B (fig. 2). Questi treni vengono in seguito mescolati e diretti su un modulatore attraverso un filtro passa-basso alla frequenza F destinato a eliminare la totalità delle armoniche degli impulsi e a diminuire così la larghezza di banda occupata dalla modulazione (fig. 3).

Nei casi limite, nei quali gli impulsi sono ridotti a semisinusoidi, la banda di frequenze occupata dalla modulazione è prossima a quella di un sistema MF-MA, la cui subportante avesse una ampiezza tale che le escursioni relative al segnale « diretto » e al segnale trasferito, siano eguali. In queste condizioni la banda di frequenze occupata dal trasmettitore è vicina a 180 kHz. Infatti, essa dipende dalla frequenza di ricorrenza degli impulsi, come pure dal modo con cui si effettua la modulazione dei treni di impulsi, secondo che gli impulsi modulati da A e B hanno la stessa polarità, o no.

È infine possibile realizzare un sistema compatibile sommando al segnale A degli impulsi modulati da B, non trasmettendo alcuna subportante.

Questa compatibilità è abbastanza facile da mettere in evidenza.

Nel caso di un sistema MF-MA, la subportante ha la forma:

$$F(f) = A(t) + [1 + B(t)]C \cos \omega t, \quad (1)$$

C rappresenta l'ampiezza della sottoportante e determina, dopo la modulazione del trasmettitore in frequenza per mezzo di $F(t)$, le escursioni rispettive relative ad A e B. Se $A(t) = X + Y$ e se $B(t) = X - Y$, la (1) prende la forma:

$$F(t) = A(t) + B(t) + [1 + A(t) - B(t)]C \cos \omega t \quad (2)$$

Nel caso di un sistema P.MA, se gli

Fig. 4 - Schema a blocchi di un modulatore MF-MA (Philips).

impulsi hanno la forma $f(t) = \text{sen}^2\omega t/2$ e $f'(t) = \cos^2\omega t/2$, si ottiene, dopo modulazione, i segnali:

$A_1(t) = A(t) \cdot f(t) =$
$= \frac{1}{2} A(t) - A(t) \cos \omega t;$
$B_1(t) = B(t) \cdot f'(t) =$
$= \frac{1}{2} B(t) + B(t) \cos \omega t.$

La modulazione ha in conseguenza la forma:

$$F(t) = \tfrac{1}{2} [A(t) + B(t)] - \tfrac{1}{2} [A(t) - B(t)] \cos \omega t \quad (3)$$

Le modulazioni, al segno vicino ad $A - B$, hanno la stessa espressione se $A = X$ e $B = Y$ nella (3).

Il sistema P.MA è ben compatibile.

5. - COMPATIBILITA' DEI SISTEMI MULTIPLEX

Si supporrà, per evitare un'incursione nel campo della registrazione, che si disponga di segnali di via X (destro) e Y (sinistro), la somma dei quali sia identica al segnale monofonico. In queste condizioni, un'emissione stereoradiofonica sarà compatibile se un ricevitore normale riproduce la somma $X + Y$ dei segnali di via.

Nel multiplex per correnti portanti, ciò si ottiene molto semplicemente prendendo $A = X + Y$ e $B = X - Y$, mediando, ciò un ricevitore monofonico trasmetterà il segnale A, che occupa la banda 0 ÷ 15 kHz cioè $X + Y$ ed eliminerà il segnale $B(X - Y)$, trasferito, per soppressione della subportante nei suoi circuiti di deaccentrazione agenti in filtri passa-basso. Per contro il ricevitore stereofonico dovrà comportare un sistema additivo, generalmente costituito da diodi, per ristabilire i segnali di via effettuando le operazioni: $(X + Y) + (X - Y) = 2X$ e $(X + Y) - (X - Y) = 2Y$.

Fig. 5 - Il « demodulatore » proposto dalla Philips per il sistema MF-MA è costituito da una matrice additiva a diodi che si colloca all'uscita del discriminatore del ricevitore MF. La chiusura dell'interruttore I fa apparire sulle due vie un segnale monofonico.

Nel multiplex per impulsi, è necessario che la soppressione degli impulsi per mezzo di un filtro passa-basso costituito, anche qui, da circuiti di deaccentuazione del ricevitore monofonico, faccia apparire il segnale somma $X + Y$, ma questo si può ottenere, senza che si prenda necessariamente, all'emissione, $A = X + Y$ e $B = X - Y$, da cui viene una relativa semplificazione dei trasmettitori, compensata in generale da una maggior complicazione dei dispositivi di decodificazione in ricezione.

Vedremo in seguito che, secondo il metodo adottato, è possbiile ottenere un segnale stereoradiofonico compatibile, sia modulando gli impulsi alternativamente con X e Y — in questo caso $A = X$ e $B = Y$ —, sia utilizzando per il modulatore solo il segnale $B = X - Y$.

6. - QUALCHE SISTEMA COMPATIBILE PROPOSTO

Tanto in Europa quanto in America sono stati proposti molti sistemi più o meno compatibili. Sono tutti dei compromessi: una compatibilità rigorosa è in essi talvolta bilanciata da un rapporto segnale/disturbo sfavorevole o da una larghezza di banda troppo grande, o ancora da una diafonia troppo forte. Noi ci accontenteremo di scivolare su qualche soluzione proposta in Europa, senza con questo fare previsioni sul fatto che una fra quelle potrebbe essere o no adottata dal C.C.I.R. in vista di una normalizzazione europea.

Noi ci occuperemo successivamente dei seguenti sistemi:

— MF-MA a correnti portanti proposto dalla Philips;

— P.MA Mullard e Siemens, di caratteristiche analoghe;

— P.MA a modulazione differenziale recentemente proposto dalla Loewe Opta (sistema H.M.D.);

— e, per informazione, di un sistema MF-MF a correnti portanti proposto dalla Grundig.

Diciamo subito che il sistema attualmente utilizzato dalla R.T.F. per le sue emissioni parigine non è compatibile. Noi non ce ne occuperemo, del resto, qui.

Le parti più interessanti per il tecnico, che non dovrà mai calcolare un sistema

Fig. 6 - Nel caso in cui le deviazioni assegnate ai segnali A e B nel sistema MF-MA non siano più identiche, il demodulatore della fig. 5 introduce una diafonia che viene compensata nell'amplificatore con un circuito analogo a quello tracciato qui sopra.

completo di stereoradiofonia compatibile, sono certamente i principi' di ogni sistema, come quello dei demodulatori appropriati; i calcoli delle larghezze di banda e dei livelli di rumore, rischiando assai di addormentarlo... e di costringerci, dopo compilazione, a fare della copia volgare. Noi ci limiteremo dunque alle grandi linee, indicando semplicemente le bande di frequenze necessarie per ciascun sistema, come pure la loro diafonia e i rapporti segnale/disturbo che è possibile ottenere in ricezione, tanto in monofonia, quanto in stereofonia, nella misura in cui queste cifre sono menzionate nella documentazione in nostre mani.

7. - IL SISTEMA MF-MA PROPOSTO DALLA PHILIPS

Il sistema elaborato dai Laboratori di ricerca della Philips propone che una subportante a 35 kHz di ampiezza a sia modulata dal segnale $X - Y$, mentre $X + Y$ viene trasmesso per la via diretta. Questi due segnali modulano in frequenza l'emettitore con una deviazione totale uguale a $\pm$ 75 kHz alla massima profondità di modulazione. L'ampiezza a della subportante $a \cos \omega t$ determina il rapporto delle deviazioni parziali dei segnali $A(X + Y)$ e $B(X - Y)$ che si possono scegliere, per es., uguali.

Il sistema garantirebbe una diafonia migliore di 30 dB al di sotto di 10 kHz. Lo schema a blocchi dell'adattatore di emissione è molto semplice: i segnali di via X e Y, dopo preaccentuazione vi subiscono un'inversione e una somma in modo da ricavare i segnali di modulazione $A = X + Y$ e $B = X - Y$. I segnali A e B modulano una subportante a 35 kHz; poi vengono di nuovo sommati e applicati al trasmettitore al posto della sorgente A.F. monofo-

Fig. 7 - Il sistema MF-MF in cui la subportante è modulata in frequenza, esige la presenza di un limitatore e di un secondo discriminatore dietro « il ricevitore » MF. Il segnale non trasferito (A) viene in seguito sommato a B per fornire le informazioni di via X e Y.

nica. I due filtri che figurano nello schema non sono indispensabili se non si desidera eliminare residui indesiderabili di modulazione (fig. 4).

In ricezione, gli apparecchi sono identici ai ricevitori monofonici, ammesso che siano capaci di trasmettere le frequenze di modulazione più alte, fino al discriminatore incluso, a condizione che quest'ultimo sia simmetrico. Dopo questo discriminatore (fig. 5) viene un rivelatore asimmetrico, che demodula la subportante e somma A e B ($X + Y$ e $X - Y$). Questa somma non è del resto rigorosa che quando i punti di funzionamento dei due diodi D- e D- siano convenientemente scelti, e se le due deviazioni parziali devolute ad A e B siano identiche.

Nel caso contrario, vi è luogo ad introdurre all'sucita del rivelatore « stereo » una diafonia arbitraria che verrà compensata di nuovo nell'amplificatore A.F. (fig. 6). L'ottenimento di un segnale monofonico a partire da un'emissione stereofonica o monofonica, non richiede che un interruttore S che cortocircuita le uscite dei diodi D_3 e D_4 e fornisce lo stesso segnale su ciascun canale.

Questo sistema, non esigendo che una banda appena più larga di un'emissione monofonica (circa 180 kHz) è perfettamente compatibile e la sua diafonia all'emissione è sufficientemente debole, perchè si possa pensare di utilizzarlo per la trasmissione di due programmi differenti.

8. - I SISTEMI MF-MF

Nei sistemi D.MF la subportante è modulata in frequenza da $B = X - Y$ invece di esserlo in ampiezza. Lo schema a blocchi del modulatore non differisce da quello di fig. 4 che per la frequenza di ricorrenza della subportante che passa a più di 40 kHz, e il tipo di modulazione.

Mentre nel sistema MF-MA le ampiezze di A e della subportante modulata, variano l'una e l'altra, nel sistema D.MF varia solo l'ampiezza di A, quella della subportante modulata in frequenza essendo costante. Il segnale di uscita del trasmettitore è allora composto di una parte a deviazione fissa, corrispondente alla subportante, e di una parte a deviazione variabile, corrispondente ad A, l'ampiezza della subportante determina il loro rapporto. La demodulazione (fig. 7) fa intervenire un limitatore seguito da un secondo discriminatore che fanno comparire il segnale $B = Y - X$. Una matrice addittiva alimentata da $A = X + Y$ e da B ristabilisce i segnali di via. Oltre il fatto che il demodulatore è più complesso di quello dei sistemi MF-MA, il sistema D.MF pone una limitazione di deviazione per la subportante, presenta qualche inconveniente, il principale dei quali è la distorsione che influenza il segnale B alle alte frequenze, in seguito alla soppressione dei sottoprodotti di modulazione della subportante. Infatti se si tiene conto dei circuiti di deaccentuazione dei ricevitori, questo aumento di distorsione non è catastrofico.

La larghezza della banda occupata dal trasmettitore è più grande che nel caso di impiego di un sistema MF-MA e dipende sia dalla frequenza della subportante, sia dalla deviazione massima Δf di quest'ultima. Essa può difdifficilmente essere ridotta a meno di 200 kHz.

Fig. 8 - La demodulazione di una subportante costituita di impulsi impone una separazione di questi e il loro affinamento rispettivo su ciascuna via. Questa eguaglianza è effettuata qui per mezzo dell'intermediario degli impulsi stessi, limitati, amplificati, che bloccano e sbloccano alternativamente le due coppie di diodi.

Fig. 10 - Invece di utilizzare gli impulsi stessi per comandare le « porte » di scambio degli impulsi vesro ciascuna delle vie, il sistema Mullard impiega un oscillatore sincronizzato che sblocca successivamente due pentodi di scambio.

Fig. 9 - Il sistema P. MA proposto dalla Mullard ha di particolare che un segnale di sincronizzazione, sfasato di 90° rispetto agli impulsi, è sommato a questi. Questo segnale è destinato, in ricezione, a pilotare un oscillatore di sbloccaggio.

9. - I SISTEMI P.MA

9.1. - Il sistema P.MA Siemens

Gli impulsi a 30 kHz sono modulati dai segnali X e Y in modo tale che un impulso su due sia modulato in ampiezza da X e l'altro da Y (fig. 2). Si ottiene, dopo passaggio attraverso un filtro passa basso accordato a 30 kHz destinato a limitare l'ampiezza dello spettro coperto dall'informazione, un segnale composto avente l'andamento di 3, e che modula in frequenza il trasmettitore la cui banda passante si trova portata a 210 kHz. Le modulazioni di X e Y sono combinate in modo che gli inviluppi di modulazione si incrocino e siano inseparabili l'uno dall'altro. Se gli impulsi hanno polarità opposte, tutto passa in effetti, dopo passaggio attraverso al filtro passa-basso, come se la subportante fosse costituita da sinusoidi modulate da un lato da X e dall'altro da Y.
La demodulazione del segnale è più complicata che per i sistemi precedenti: un commutatore elettronico azionato dal segnale a 30 kHz, opportunamente amplificato e smentato, comanda l'apertura di due diodi, che ripartiscono gli impulsi sulle vie 1 e 2 e vengono contemporaneamente utilizzati per la demodulazione degli impulsi modulati in ampiezza (fig. 8).

10. - IL SISTEMA P.MA MULLARD

Questo sistema è in realtà molto vicino a quello precedente e sfrutta come subportante impulsi a 32,5 kHz in opposizione di fase, che sono rispettivamente modulati in ampiezza da X e Y. Dopo raddrizzamento, ed è qui che il sistema Mullard differisce dal Siemens, i treni di impulsi vengono sommati per ricostituire un treno alternativamente modulato da X e da Y. Per semplificare la decodificazione dei segnali, un complesso addizionale introduce, in quadratura con gli impulsi, dei picchi di sincronizzazione a 32,5 kHz (fig. 9). La larghezza di banda occupata dal trasmettitore risulta così di 180 kHz circa.
La ricezione può essere effettuata secondo un sistema analogo a quello della fig. 8, ma la soluzione proposta dalla Mullard utilizza tubi plurigriglia per lo sblocco, invece di diodi (fig. 10) e un oscillatore sincronizzato in luogo di un amplificatore limitatore per sbloccarli.
I due sistemi sono parimenti compatibili; un ricevitore stereofonico capterà senza difficoltà le emissioni monofoniche: l'assenza di sottoportante lascia « le porte » del ricevitore aperte in permanenza ed i segnali si ripartiscono sulle due vie. Un ricevitore monofonico capterà il segnale somma $X + Y$, che occupa la banda $0 \div 15$ kHz, così come abbiamo detto sopra.

11. - IL SISTEMA H.M.D.

A differenza dei due sistemi precedenti, quello proposto dalla Loewe Opta utilizza impulsi di ampiezza tale che dopo modulazione, i segnali di via non possono essere mescolati. Ciò è ottenuto sommando ai segnali di via X e Y, una componente continua, positiva per X, negativa per Y e modulando con X impulsi positivi, con Y impulsi negativi.
Questo processo di modulazione acconsente parecchie combinazioni, secondo le ampiezze rispettive di $A = X + Y$ e $B = X - Y$. La più interessante consiste nel modulare, in più della modulazione precedente, l'ampiezza della subportante con B, adottando un rapporto A/B uguale a 3/1. In queste condizioni il segnale composto ha la configurazione di fig. 11, che mette in evidenza l'assenza della subportante per la trasmissione di un segnale monofonico ed anche per l'assenza di qualsiasi segnale, ciò che non era il caso coi sistemi P.MA che abbiamo visto più sopra.

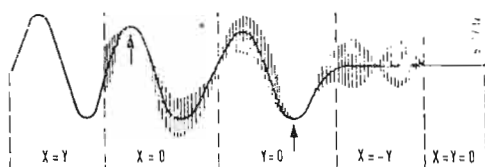



Fig. 11 - Il sistema H.M.D. asservisce l'ampiezza degli impulsi alla differenza dei segnali di via. Ciò permette, in assenza di segnale, o quando i segnali di linea sono uguali, di ottenere la soppressione degli impulsi. La demodulazione ne risulta grandemente facilitata.

I processi di emissione sono forse più complicati di quelli dei sistemi P.MA classici. Qui, in effetti, l'ampiezza totale di modulazione è asservita al segnale B per assicurare alla subportante una forma conveniente. D'altra parte gli impulsi vi subiscono un filtraggio ad una frequenza leggermente superiore alla loro propria (50 kHz per una ricorrenza di 35 kHz). Il trasmettitore è regolato in modo che l'ampiezza di $X + Y = A$ non superi mai il 75% di profondità di modulazione, il 25% rimanente essendo devoluto al segnale stereodirezionale per il caso in cui la sua ampiezza fosse notevole. Questo rapporto può evidentemente essere portato al 100% e a 0 nel caso di una trasmissione monofonica. Lo spettro del segnale trasmesso si ripartisce come quello del sistema P.MA e per le stesse ragioni: A vi occupa la banda inferiore da 0 a 15 kHz, B la banda superiore da 20 a 35 kHz. In queste condizioni, tenuto conto del fatto che in assenza di informazione direzionale la sottoportante è nulla, e che la sua ampiezza è proporzionale a $X — Y$, la modulazione del segnale stereofonico è di una semplicità estrema (fig. 12). All'uscita del rivelatore MF, la banda superiore di frequenze è separata da due circuiti *RC* ed i segnali ottenuti sono diretti su una matrice di somma, che fornisce la loro somma e la loro differenza, cioè $2\,X$ e $2\,Y$. Si noti in fig. 12 la presenza di due potenziometri destinati a regolare le ampiezze rispettive dei segnali somma e differenza. Il potenziometro «somma» si regola al minimo di diafonia su un segnale monofonico, il potenziometro «differenza» è utilizzato per ottenere un'uscita simmetrica a segnali di via identici. L'interazione dei due potenziometri è lontana dall'essere nulla.

12. - RAPPORTO SEGNALE-DISTURBO

La presenza di una subportante, la cui esistenza è inevitabile, introduce una degradazione del rapporto segnale/rumore all'entrata dei ricevitori, qualunque sia il sistema di modulazione adottato. D'altra parte la subportante stessa, di ampiezza sempre più piccola che la parte non «trasferita» della modulazione, ammette un rapporto segnale/disturbo ancora più basso. Il passaggio da una trasmissione monofonica ad una trasmissione stereofonica corrisponde per conseguenza a sfavorire la radiostereofonia rispetto alle emissioni MF attuali. In particolare la «zona di ascolto», a parità di potenza trasmessa, sarà considerevolmente più piccola.

Questa diminuzione del rapporto segnala/rumore è poco sensibile, del resto, quando si ascolta un'emissione stereofonica con un ricevitore MF normale (cioè in monofonia): essa varia da 2,5 a 6 dB circa, i due sistemi più favoriti sono l'H.M.D. con 2,5 dB e l'MF-MA con 3 dB.

Nel caso di un ascolto stereofonico, i rapporti segnale/disturbo dell'informazione direzionale essendo ancora minori, la degradazione è molto più netta. Essa varia da 16 a 21 dB, i tre sistemi MF-MA, P.MA e H.MD si equivalgono con l'approssimazione di 1 dB.

Fig. 12 - Il demodulatore del sistema H.M.D. è quasi altrettanto semplice di quello di un i-s stema MF-MA: esso approfitta del fatto che il segnale somma vi è ottenuto per mezzo della soppressione pura e semplice degli impulsi, il segnale differenza per mezzo del loro inviluppo. Non rimane che da far passare $X — Y$ e $X + Y$ con una matrice additiva, dopo filtraggio appropriato, per ritrovare i segnali di via.

13. - DIAFONIA

Praticamente ciascuno dei sistemi proposti autorizza una diafonia migliore di 40 dB e prossima ai 45 dB se si accettuano le matrici additive destinate a ristabilire i segnali di via X e Y.

La presenza di circuiti separatori la limita a 30 dB circa sui sistemi MF-MA e H.M.D. che sono d'altronde i più favoriti.

In altri termini, ciascuno dei sistemi descritti vale gli altri ed è difficile determinare quale fra essi ha la maggior possibilità di essere addottato dal C.C.I.R. Vi sono tuttavia molte probabilità che i sistemi MF-MF e P.MA vengano eliminati, non fosse altro che a motivo dell'eccessiva complicazione dei sistemi di demodulazione che essi impongono.

A

14. – BIBLIOGRAFIA

K. Jubisch e H. Seidel, *Un metodo per la realizzzaione stereofonica di emissioni radio.* Elektronische Rundschau; 11, 1958.

Fh. Stumpers e R. Schutte, *Procedimento per radiotrasmissioni stereofoniche con segnali modulati in frequenza e con subportante ausiliaria modulata in in ampiezza.* Elektronische Rundschau, 12, 1959.

Un sistema di radiodiffusione stereofonica. Elektronic Engineering. Aprile 1960.

R. Wagner e H. Brauns, Cammino verso la radiostereofonia. Radio Mentor. 5, 1959.

G. Janus, *Il sistema P.MA nella stereofonia.* Elektronische Rundschau. 12, 1959.

E. Frank e J. Ratsch, *Il sistema H.M.D.. Un sistema per la realizzazione di trasmissioni radiofoniche stereofoniche.* Elektronische Rundschau, 11, 1960.

E. Paulsen, *Alcune considerazioni sul ricevitore UKW-MF e sul ricevitore stereo UKW-MF.* 12, 1960.

Le figure e gli schemi del presente articolo sono in maggior parte estratti dagli articoli riportati nella bibliografia

dott. ing. Antonio Longhi

Amplificatore audio a transistori*

Si descrive un circuito fondamentale per un amplificatore di uso generale, e che può essere realizzato per potenze da 100 mW fino a 10 W con minime varianti circuitali.

SEMPRE SI RINNOVA il fatto di credere di imbattersi in un circuito realmente semplice, che è stato studiato in modo facile e che possa essere sfruttato indefinitamente adattandolo in una grande varietà di casi. Talvolta il circuito diviene così attraente all'occhio del progettista, che egli persiste nell'impiegarlo anche dove esso è completamente inadatto. L'autore non sa fino a che punto egli sia arrivato su questa strada negativa col circuito dell'amplificatore a transistor che descrive qui: non desidera neppure di saperlo, ma constata che detto amplificatore fornisce le soluzioni di molti problemi intorno agli amplificatori a transistor. Questo è il motivo per il quale il titolo in testa alla pagina è così rassicurante. L'autore trova che un amplificatore basilare a transistor a due stadi, che puó lavorare soddisfacentemente quando il secondo stadio fornisce potenza reale, sia una parte normalizzabile estremamente utile. Nel contesto la potenza reale può variare da 100 mW a 10 W secondo la scala in cui lo studio è stato pianificato, ma in ciascuna applicazione il procedimento di progettazione è stato esattamente lo stesso con le sole varianti numeriche.

Lo stadio di uscita di un amplificatore per impiego generale è del tipo più conveniente, cioè con l'emettitore a massa. Sulle prime è molto attraente prendere in considerazione uno stadio con collettore a massa, per la sua impendenza di uscita molto bassa, ma quando si viene ad elaborare lo stadio pilota, l'entusiasmo si smorza rapidamente a motivo dell'alto valore di tensione di pilotaggio necessario. Si perde poi tutto l'amore che si aveva per il circuito con base a massa, al tempo dei transistor a punte di contatto, quando troppo spesso non vi era possibilità di scelta, ma era necessario accettare il trasformatore di entrata data la bassa impedenza di emettitore. Il circuito a carico suddiviso sulla carta presenta notevoli vantaggi, e se si deve progettare un amplificatore in cui si devono accoppiare alta qualità ed economia, si deve esaminarli intimamente. Un altro problema che si presenta con lo stadio di uscita, è se esso debba essere in classe *A* o in classe *B*. Coll'uso dei transistor vi è una quantità di fattori che non si incontrano coi tubi elettronici. In generale con la classe *B* il trasformatore di uscita risulta più piccolo, perchè non vi è flusso magnetico polarizzante, il che significa in ogni caso che non è necessario introdurre un largo traferro e un avvolgimento di molte spire. Il consumo di potenza è minore, sebbene si dimostri che per una modesta qualità ciò non è vero. Si possono usare transistor più piccoli. Contro tutti questi vantaggi si deve considerare che lo stadio in classe *B* richiede due transistor, mentre uno studio in classe *A* ne richiede uno solo, e questo non è solo un'economia in sè stesso, ma svincola da tutti i proplemi relativi ai circuiti invertitori di fase. Quando la polarizzazione si scosta un poco dal valore ottimo in uno stadio in classe A, essa influenza la qualità ai massimi del segnale, ma invece in uno stadio in classe *B* la qualità ai bassi livelli può divenire molto cattiva se la polarizzazione non è appropriata e si arriva alla distorsione. Per diverse ragioni questo tipo di distorsione dà una riproduzione molto cattiva, per una data percentuale di armoniche, assai peggiore che per il taglio dei picchi. Vorremmo dire che ciò avviene perchè ogni ciclo del segnale reale deve attraversare la linea di base, ma i vertici alti durano solo una piccola frazione del periodo. Si constata che la maggior parte degli amplificatori non devono essere economizzatori di potenza, O essi struttano la linea di alimentazione di rete ed impiegano i transistor solo per sicurezza, o funzionano con batterie ricaricabili (per es. quella di un'automobile) dove l'economia di corrente non è in realtà molto giustificata. Qui interviene la questione del peso altresì. Se desiderate un apparecchio tascabile o un amplificatore da 10 W poter star certi che in questo articolo non vi è nulla per voi per quanto riguarda il peso.

Comunque l'abbiate inteso, questo preambolo sfocia nel fatto che lo stadio di uscita deve essere in classe *A*. Questa è una scelta fatta di proposito, in cui l'economia molto spinta nel primo progetto e la qualità nel secondo sono tradite a favore della semplicità. Veniamo ora a considerare lo stadio pilota per uno stadio di uscita in classe *A* con

(*) di GEORGE FLETCHER COOPER; tradotto da *Audio*, febbraio 1962, pag. 23.

emettitore a massa. I piloti per gli stadi di potenza a transitor involgono molto maggiori problemi che le corrispondenti parti fatte coi tubi elettronici. L'impedenza di entrata dello stadio di potenza è generalmente bassa ed è necessaria una corrente pilota assai intensa. Ciò tende a stabilire il livello di lavoro del pilota ad un valore più alto di quello che ci si sarebbe aspettato dalla pratica dei tubi elettronici se non si sceglie l'uso di un trasformatore. In assenza di trasformatore noi prendiamo la corrente pilota alla piena tensione di alimentazione, anche se in realtà ci occorre solo una frazione di essa. L'altro problema è quello dell'impedenza del circuito pilota. Negli stadi amplificatori a transistor a basso livello ci si sforza di impiegare un'impedenza alta della sorgente, a motivo della non linearità della caratteristica di entrata. Ciò conserva indistorta la corrente di ingresso, ed essendo il transistor un amplificatore di corrente, questo è quello che occorre.

Voi ricorderete che nei circuiti a tubi elettronici vi è un limite superiore all'impedenza del circuito di griglia, oltre il quale la distorsione della corrente di griglia diviene inammissibile. Quando veniamo a usare i transistor di potenza, inoltre, abbiamo bisogno di indagare anche in qual modo il fattore β di amplificazione di corrente cade all'aumentare della corrente. Il risultato generale è che quando il transistor di potenza ha una caratteristica di questo tipo, è conveniente usare una bassa impedenza pilota e stabilire un effetto equilibratore della distorsione. Alle alte correnti di base, l'impedenza di base è bassa, cosi che si deve prendere alquanto maggior pilotaggio come tensione di ingresso di quello che si dovrebbe: questa è distorsione del circuito di ingresso. Però, questa alta corrente di base non viene amplificata quanto dovrebbe essere così che l'effetto totale è che si ha minor distorsione di quella che comporterebbero i due effetti indipendentemente l'uno dall'altro.

Anche se tutti gli schemi di compensazione della distorsione siano indubbiamente imperfetti, si ritiene che un pilota a bassa impedenza sia una buona idea.

Qui è desiderabile pilotare in corrente e non in tensione, e uno stadio a trasferitore di emettitore o con collettore a massa è ciò che occorre. Si trova che esso è sempre più raccomandato. Le basse impedenze in gioco rendono necessario l'uso di circuiti di polarizzazione con grandi capacità e piuttosto piccole resistenze.

Col trasferitore di emettitore va perfettamente bene in pratica l'uso dell'accoppiamento diretto fra i due stadi, eliminando così interamente questi componenti. La polarizzazione dello stadio pilota allora assume il controllo dell'intero amplificatore. È forse ora di disegnare lo schema del circuito fondamentale. La fig. 1 mostra la composizione del circuito, che richiede sia un commento, sia uno sviluppo. Si deve prima di tutto selezionare il transistor di uscita. Supponiamo di usare un'alimentazione di 14 volt, e che per ragioni di indole pratica, che saranno considerate nel seguito, la deviazione massima di tensione del collettore sia di 10 V.

Se ora si fissa la potenza di uscita, tutto il resto si svolgerà molto logicamente. Per cominciare poniamo di volere una potenza di uscita di 10 W. Con 10 V di picco, ci occorre una variazione di corrente di 2 A (10 V × × 0,707 × 2 A × 0,707 = 7 V eff. × 1,4 A eff. $\cong$ 10W). La corrente costante di collettore del transistor TR2 deve essere alquanto maggiore di 2 A in modo che esso non sia completamente interdetto con la semionda negativa. La dissipazione di riposo nel trasformatore T_2 è perciò 20 W e se la giunzione non supera i 50° C sopra la temperatura ambiente, ci occorre una resistenza termica, giunzione-ambiente, di 2,5° C/W. Un buon grosso transistor, diciamo il Clevite 2N1147, ha alla peggio 1° C/W internamente, così che il transistor deve essere montato sopra una piastra che possa aggiungere 1,5° C/W. La piastra è un foglio di 32 cm² circa e di spessore 2,5 mm: dipende piuttosto dalla forma e dalle dimensioni più o meno accettabili che vengono fuori. Occorre qui usare del grasso minerale per riempire lo spazio fra l'involucro del transistor e l'aletta di raffreddamento.

La scelta della potenza ha determinato il tipo di transistor da adottare e la sua piastra di raffreddamento. Il trasformatore, inoltre, deve essere molto ben fissato. L'impedenza di carico presentata al lato del primario deve essere 5 ohm (10 V/2 A); in tal modo, se la risposta deve essere attenuata di 3dB sotto gli 80 Hz, l'induttanza deve essere $5/2\pi.80 = 10$ mH. Per altre frequenze naturalmente basta alterare l'induttanza proporzionalmente. Il nucleo deve avere un traferro e deve avere abbastanza ferro per rimanere sotto la saturazione anche col passaggio della corrente di 4A di punta. Siccome non si vuole dissipare energia di segnale nella resistenza dell'avvolgimento, si ha bisogno di rame sufficiente a mantenere la resistenza, diciamo, sotto 1/4 di ohm. Il secondario, naturalmente, dipende dal carico; si tratta del solito problema del trasformatore.

Veniamo ora alla resistenza R_1 di emettitore. Vi sono due descrizioni di questo circuito che, pur essendo ben lontano l'una dall'altra, arrivano entrambe indipendentemente alla conclusione che attraverso R_1 devono cadere 1,5 V. Per 2A di corrente di riposo, ciò conduce a $R_1 = 0,75\ \Omega$. Questo è il valore di resistenza che voi dovete costruirvi da soli, ricordando che la resistenza deve

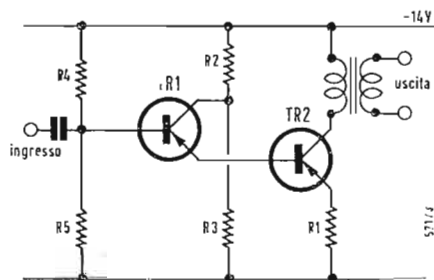



Fig. 1 - Il circuito fondamentale.

dissipare 3 W. Per essa non usate il comune filo di resistenza: la maggior parte dei fili di resistenza hanno coefficienti di temperatura molto bassi e vi è qualche vantaggio facendo queste resistenze di filo di rame o nichel con un corpo ben grosso per ottenere la dissipazione del calore. Allora quando le temperatura ambiente aumenta, la resistenza aumenta anch'essa, il che coadiuva a contrastare, l'aumento della corrente di interdizione del transistor Questi 1,5 V ai capi di R_1, il mezzo volt al trasformatore e la tensione di saturazione del transistor servono a compensare la maggior parte della differenza fra i 14 V di alimentazione e il limite di picco di 10 V.

Per un amplificatore da 1 W si procederebbe esattamente allo stesso modo e si arriverebbe ad una corrente di 0,2 A, una dissipazione del transistor di 2 W, un'impedenza di carico di 50 Ω e ad una resistenza di emettitore R_1 di 7,5 Ω. L'induttanza del primario del trasformatore per l'attenuazione di 3 dB a 80 Hz, deve essere 100 mH, o per 40 Hz, 200 mH.

Ora ci occorre conoscere il guadagno di corrente del transistor di uscita. Si è già detto che questo non è costante; allora consideriamo le caratteristiche per trovare quale corrente di base ci occorre per la nostra corrente di riposo di collettore ed anche quale corrente di base ci occorre per avere la corrente di pieno pilotaggio. Talvolta possiamo ricavare direttamente questi elementi dai dati del fabbricante, tal'altra occorre studiarci un poco sopra. Ricercando un altro gruppo di dati, perchè noi non si disponeva dei dati del 2N1147, abbiamo trovato che a 4 A il guadagno di corrente è 36 e a 2 A è 45. Un pilota deve allora provvedere una corrente di picco di 4/36 = 110 mA e presentare una corrente di riposo di 2A/45 = 44 mA. È utile usare i transistor con guadagni di corrente più alti di questo, ma in ogni caso, per il nostro esempio, troviamo che è necessario un pilota che possa arrivare a 110 mA. Non è difficile reperire un adatto transistor.

Le caratteristiche del transistor dicono che per ottenere questa corrente di base in T_2, occorre in cifra tonda una caduta di 0,5 V fra base ed emettitore. Per T_1 la caduta base-emettitore è solamente il circa 0,2 V, in modo che la base di T_1 è mantenuta a circa 1,5 + + 0,5 + 0,2 = 2,2 V.

Perciò usiamo il divisore di tensione R_4, R_5. La stabilità termica del sistema è buona se l'impedenza della base, che è data da R_4 e R_5 in parallelo, non è troppo grande in confronto del prodotto dei due guadagni di corrente e R_6 (R_6 è la resistenza base-emettitore di TR_2 mostrata in fig. 2).

Possiamo facilmente avere un guadagno totale di corrente di 2000 volte, così che se R_6 è 0,75 Ω, abbiamo a che fare con impedenza intorno a 1500 Ω.

Poniamo, senza far tanti conti, R_4 = = 2.200 Ω, per modo che R_3 è circa 10.000 Ω. Ciò porta la base di TR_1 a circa il 10% sopra al livello che gli competerebbe e darà la stessa corrente di base di $TR2$: in pratica è conveniente usare un piccolo potenziometro a scopo di regolazione. Ora ci occorre solo 1 V di tensione di pilotaggio per $TR2$ stesso, più 1,5 V che abbiamo ai capi di R_6. Esaminiamo allora ciò che possiamo fare per rendere più facile la vita di $TR1$. Se riportiamo il suo collettore indietro alla linea negativa, abbiamo circa 10 V disponibili, ma contemporaneamente abbiamo una dissipazione allo stato di riposo di 500 mW. Tutti noi desideriamo forse che vi siano 2 V con 45 mA, o al max. 135 mW. Per un piccolo transistor questa vuol dire vita o morte. Ad ogni modo $TR1$ deve essere mantenuto freddo, a motivo che le variazioni di I'_{co} in $TR1$, significano variazioni nel pilotaggio di base di $TR2$ e per giunta sono amplificate. Il collettore di T_1 è perciò alimentato da un divisore di tensione R_2, R_3 di molto bassa impedenza, che porta il collettore a circa 5-6 *V* rispetto alla massa. La combinazione in parallelo di R_2 e R_3, come impedenza della sorgente si somma all'impedenza di collettore di $TR1$ e così riduce la transconduttanza effettiva, ma coi valori della pratica questo effetto è troppo piccolo per disturbare.

Bisogna considerare un aspetto più generale del progetto. Se $TR1$ è fortemente alimentato, passa all'interdizione e ciò porterà la base di $TR2$ a trovarsi in circuito aperto. In queste condizioni R_1 perde tutto il suo effetto stabilizzante, perchè la caduta di tensione attraverso ad essa non ha riferimento alla situazione della base. Una resistenza addizionale deve essere collegata fra la base di $TR2$ e la massa o fra la base e l'emettitore. Questa resistenza non solo elimina il rischio di fuga termica in $TR2$, ma provvede anche un effetto stabilizzatore per $TR1$ contro le variazioni che possono aver luogo nella tensione base-collettore V_{bc} di $TR2$. Voi capirete che se $TR2$ fosse nello stato di interdizione e facesse passare solo I'_{co}, l'emettitore di $TR1$ si troverebbe in una ben incerta situazione: colla resistenza addizionale è un qualcosa che fa continuare l'emettitore di $TR1$ a fornire corrente. Secondo questo ragionamento diviene spontaneo il connettere la resistenza supplementare dalla base all'emettitore, così che, sebbene la reazione introdotta da R_1 riduce il suo carico effettivo quando $TR2$ amplifica, il carico totale di emettitore di $TR1$ è basso quando $TR2$ è interdetto.

Avendo così descritto il circuito come è stato progettato, possiamo ora esaminare alcune sue versioni. Sebbene queste siano realizzazioni particolari di amplificatori, la cosa importante da notare è che essi hanno tutti la stessa con-

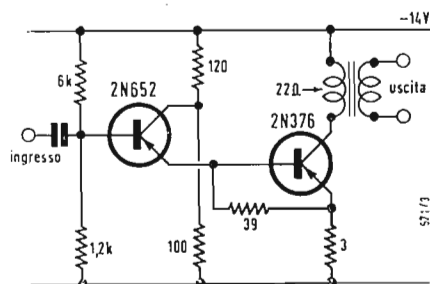
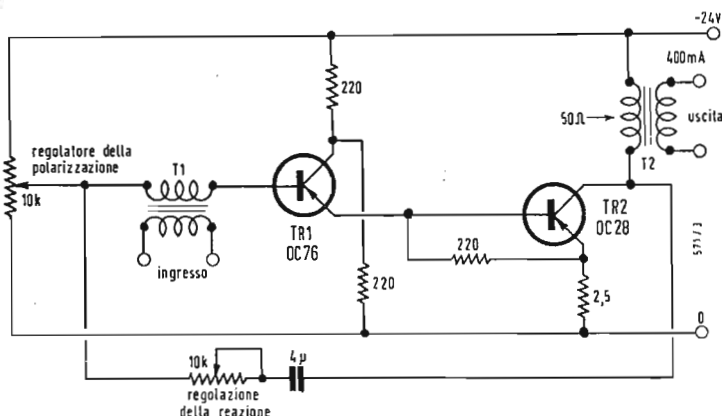



Fig. 2 - L'amplificatore da 2 W di alta qualità del Roehr.

Fig. 3 - Questo circuito presenta un guadagno maggiore di quello di fig. 2 con buono smorzamento per il carico (Impedenza del secondariodi T_1 = 10 kΩ, induttanza del secondario = 5 H. Impedenza del primario di T_2 = 50 Ω, induttanza del primario = 33 mH. Impedenza apparente di uscita = 1/40 × l'impedenza del carico. Con l'alimentazione a 18 V usare un transistor CST1739 come TR2).

figurazione, con le stesse tensioni alla base del primo transistor e all'emettitore del secondo. Non raccomandiamo particolarmente uno di essi. Per il vostro lavoro vi è certo un'altra versione che dovete studiare.

Il circuito di fig. 2 è quello dato da Roehr nell'« IRE Transaction on Audio », Vol. AU-7, N° 5, settembre-ottobre 1959; pag. 125-128. È un amplificatore da 2 W, che impiega transistor Motorola e dà solo l'1% di distorsione al livello di 2 W. La corrente nel secondo transistor a 25° C è di circa 550 mA, che è più alta di quella che ci si sarebbe aspettata, ma si ottengono, quasi 2 W a — 25° C, quando la corrente è sotto 400 mA. Quell'articolo fornisce uno studio molto dettagliato degli effetti di I'_{co} sulla prestazione dell'amplificatore e mette in evidenza quanto possa essere importante la resistenza base-emettitore nel secondo stadio. L'impedenza di entrata è quasi interamente l'impedenza del divisore di tensione della polarizzazione di base, poichè coi resistori ad alto guadagno usati dal Roehr, il rimanente del circuito probabilmente contribuisce solo come 10 ÷ 15 kΩ in parallelo alla resistenza netta di 1 kΩ.

Il livello di entrata necessario è di circa 1,2 V, o diciamo 1,5 mW, che fornisce un guadagno oltre i 30 dB. Si può ottenere un guadagno molto superiore se lo desiderate, dato che si può usare un trasformatore al suo secondario in serie con la base del primo transistor. Questo trasformatore deve avere un rapporto tale da adattare l'impedenza di entrata di 15 kΩ, con che si ha un extra guadagno di 12 dB. Nel circuito indicato in fig. 3 questo extra guadagno è stato ottenuto di entità tale da poter introdurre la reazione negativa ricavata dal collettore di uscita. Con questo sistema l'amplificatore ha in impedenza di circa 1/5 dell'impedenza di carico. Con l'uso dei comuni altoparlanti questa bassa impedenza caratteristica è riguardata come un mezzo adatto a un buono smorzamento, ma in questo caso la particolare applicazione era una chiamata interfonica a molte stazioni a tre fili funzionante in privato domanda e risposta con chiamata da ogni posto secondario al posto principale. Con una bassa impedenza della sorgente non vi è variazione del livello quando il sistema viene commutato dalla contemporanea chiamata da quattro secondari per parlare separatamente col posto desiderato.

Sembra che vi sia un limite inferiore all'uso di questo circuito amplificatore con transistore al germanio. La corrente di base del secondo stadio è la corrente di emettitore del primo transistor. Non pare possibile ottenere in pratica correnti al disotto di alcune centinaia di μA a motivo della corrente di fuga. Allora dobbiamo aspettarci che il secondo transistor avrà bisogno di lavorare fino alla regione delle decine di mA che possono sembrare forti, in quanto comportano potenze di centinaia di mW. Per girare questo difficoltà è necessario adottare un transistor al silicio per il primo stadio ed è piacevole notare che coi prezzi attuali l'economia in altri componenti compenserà quasi totalmente la maggior spesa. Invece per i fabbricanti che devono mettere in conto il costo di ogni saldatura supplementare, e costa molto più montare una resistenza in un circuito che il prezzo della resistenza, questo circuito rappresenta probabilmente una maggior spesa. Il lettore avrà notato, che come è stato descritto, il circuito soffre del solito inconveniente dei circuiti in classe *A*: un amplificatore di 2 W assorbe qualcosa come 8 W dalla batteria, per tutto il tempo in cui è acceso, anche se non amplifica alcun segnale. Però con esso vi è un'interessante estensione del circuito, l'amplificatore con polarizzazione fluttuante, che può essere un vero economizzatore di alimentazione. Questa versione modificata dell'amplificatore è del tutto efficiente quanto un amplificatore in classe *B*, a nostro avviso, è molto più semplice da costruire. *A*

0366 – *Sig. Davide Maffeis – Milano*

D. Sono in possesso di un amplificatore da 8/9 W ed ho una trombetta della MAGNET-FABRIK DEW di Dortmund ed un Goodmans Exeter T 27 da 21 cm.

Vorrei acquistare un Woofer per le note basse P30/31/10T della Isophon da 8 W.

1) Posso fare l'acquisto di detto Woofer?
2) Montando insieme la trombetta, il Goodmans e poi il Woofer potrei in seguito usare un amplificatore da 11 W?
3) Facendo costruire un cassone bass-reflex posso unire il Woofer e il Goodmans, o lasciare solo il Woofer?

4) Mi potreste fornire le misure e i dettagli costruttivi per un Bass-reflex adatto al Woofer di cui sopra?

5) Che ne pensate del PH2132/25/11 sempre della Isophon?

R. 1) Nulla vieta l'acquisto dell'altoparlante Isophon P30/31/10T. È da tener presente che l'impedenza è di 4 Ω; il Suo amplificatore ha l'uscita di 4 Ω? La potenza nominale di 8 W è il minimo per l'uso con un amplificatore di 8 ÷ 9 W, però è ancora sufficiente, dato che detto altoparlante può sopportare punte di modulazione anche superiori a 10 W.

2) Per quanto detto al punto primo non conviene superare con l'amplificatore la potenza attuale (8 o 9 W), quindi 11 W potrebbero portare gli altoparlanti in distorsione. Il fatto di montare tutti e 3 gli altoparlanti, non migliora la situazione, perchè essi vanno connessi con due filtri cross-over (uno tra il Woofer Isophon ed il Goodmans, l'altro tra il Goodmans e la trombetta), con i quali gli altoparlanti divengono indipendenti, lavorando ciascuno nel proprio campo di frequenze come se fosse solo. Ad es.: fra 40 e 600 Hz, lavora il Woofer da solo; da 600 a 4000 Hz lavora il solo altoparlante delle note centrali; oltre i 4 kHz lavora solo la trombetta. In altre parole le potenze dei 3 altoparlanti non si possono sommare; l'amplificatore risulta caricato con uno solo dei tre altoparlanti. Un vantaggio si ha nel caso di un accordo, ossia di un suono composto che comprenda contemporaneamente note basse, medie ed acute, perchè la sua potenza viene scompartita tra i 3 altoparlanti. È però bene che la potenza degli altopalanti sia esuberante su quella dell'amplificatore, affinchè essi possano riprodurre senza distorsione le punte di modulazione ed i transitori.

3) Non conviene alloggiare nel contenitore bass-reflex anche il Goodmans; il woofer deve essere solo o, tutt'al più, accompagnato dal tweeter, ma non da un grosso altoparlante da 21 cm.

4) Ecco lo schizzo di un mobile bass-reflex adatto all'Isophon P30/31/10T. Materiale: legno compensato spessore minimo 13 mm. per le pareti verticali. Il fondo ed il tetto devono essere di spessore minimo 20 mm. Le giunzioni tra le pareti non devono lasciare la benchè minima sconnessione per evitare fughe d'aria.

Le pareti oltre che incollate devono essere avvitate. Si devono rinforzare con listelli triangolari le giunture; il pannello posteriore deve essere naturalmente asportabile per l'introduzione degli altoparlanti; a montaggio avvenuto anche il pannello posteriore deve chiudere ermeticamente e deve essere avvitato. Le pareti interne, esclusa quella anteriore che reca l'altoparlante, devono essere rivestite con materiale assorbente acustico (lana di roccia, lana di vetro o simili). Le aperture della finestra rettangolare e dell'altoparlante devono essere mascherate con tessuto a maglie rare montato beninteso in modo da impedire che entri in vibrazione; lo stesso dicasi per eventuali mascherine a griglia di materiale plastico o metallico che venissero usate per turare dette aperture.

5) Si tratta di un buon altoparlante ellittico avente le seguenti caratteristiche: 8 W, conetto diam. 100 mm per gli acuti; cono ellittico per le frequenze basse e centrali 320 × 210 mm; profondità massima 141 mm; induzione magnetica (per entrambi i coni) 11.000 gauss; risonanza 60 Hz; impedenza della bobina mobile 4 ohm; peso netto kg 2,09, campo di frequenza 50 ÷ 16.000 Hz.

(a. f.)

0367 - *Sig. Carlo Timoncini – Faenza*

D. Sono in procinto di costruire un complesso stereofonico così composto:

Amplificatore stereo della BELL mod. 3030.
Sintonizzatore radio G536FD della GELOSO
Giradischi GARRARD.

Gradirei innanzi tutto un giudizio su questo insieme. Inoltre:

1) Sul complesso amplificatore da me costruito secondo uno schema apparso sulla rivista « Alta Fedeltà » del settembre 1959 a pag. 232 trovo mancante il valore di 2 condensatori collegati alla griglia e massa di V5 e V6. Mi potreste indicare il loro valore?

2) Non trovando in commercio 2 potenziometri per il volume compensato da 250 kΩ, come potrei sostituirli o presso quale Ditta potrei trovarli?

3) Sarei disposto a inserire il suddetto materiale in un mobile che costruirò, inserendo gli altoparlanti lateralmente. Favoritemi le misure di un « Bass-reflex » e il relativo montaggio degli altoparlanti (possibilmente tipo ISOPHON) tenendo presente che i due trasformatori d'uscita dispongono di una sola uscita a 4 Ω.

R. Giudichiamo ottimo l'amplificatore Bell 3030, che avremmo visto volontieri abbinato ad un sintonizzatore della stessa marca.

Circa il giradischi, pur essendo tutti raccomandabili i prodotti GARRARD, non possiamo dire se il Suo sia adeguato all'amplificatore, non avendoci Ella comunicato di che modello si tratta (la GARRARD produce giradischi di varie classi: comuni, semiprofessionali, professionali).

1) I due condensatori in oggetto non sono indispensabili. Per questo è stata omessa l'indicazione sul disegno del loro valore. Essi vengono impiegati solo in caso di necessità, quando si manifestasse tendenza all'innesco su frequenze ultraacustiche o la riproduzione fosse troppo stridente. Il valore di dette capacità deve essere determinato di volta in volta per tentativi e può variare fra 20 pF e 250 pF.

2) Per i potenziometri di controllo fisiologico di volume Le consigliamo di rivolgersi alla HIRTEL (Torino, Via Beaumont, 42), nota fornitrice di parti staccate per « alta fedeltà ».

3) Altoparlanti: consigliamo la combinazione ad « alta fedeltà » TMH55-1547/X della G.B.C. (Milano, Via Petrella, 6). Tale combinazione comprende i seguenti altoparlanti Isophon:

1-P30/31/100; 1PI521/19/100 T; 1-PIO/13/100; 2-HMI0/17/70 potenza 12 W, 15 W di punta; risposta da 40 Hz a 16 KHz; impedenza: varie combinazioni compresa quella di 4 Ω. La combinazione è già montata in cassetta di legno di 700 × 450 × 170 mm, che deve essere introdotta in un cassone leggermente più grande.

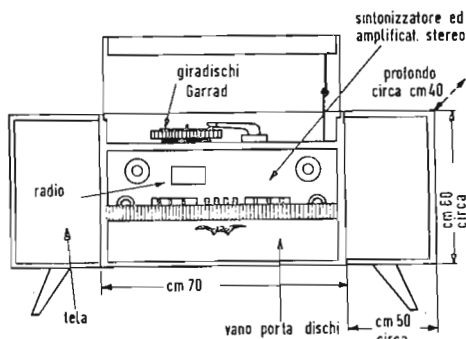



Fig. 1/0367

Il suo mobile sarebbe adatto a patto di aumentare l'altezza dei contenitori degli altoparlanti di 10 ÷ 12 cm. e che potrebbero esser ottenuti diminuendo opportunamente l'altezza delle gambe di tutto il mobile.

(a. f.)

0368 - *Sig. Michele Minnucci - Monza*

D. Nella rubrica « Alta Fedeltà » (*l'antenna*, febbraio 1962, pag. 109) è riportata la descrizione di un « Amplificatore stereofonico da 8 W con dispositivo di bilanciamento originale », sul quale penso di dover far notare un'inesattezza; nella descrizione del funzionamento del pot. di bilanciamento, viene riportato che questo funziona variando la polarizzazione delle valvole finali e conseguentemente la loro corrente; ciò è impossibile, in quanto ai lati del potenziometro non vi è alcun ritorno verso massa, escluse le griglie, che essendo negative, ovviamente non conducono. La polarizzazione resta pertanto costante per ogni posizione del potenziometro (salvo piccole variazioni dovute alle correnti di perdita).

Detto bilanciamento agisce invece variando il carico anodico del triodo che precede, e conseguentemente la sua amplificazione ($G = S \cdot Z_c$ in cui $Z_c = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_t} + \frac{1}{R_g}}$ ed essendo R_g, costituita appunto dal potenziometro di bilanciamento).

R. La sua osservazione è giusta, abbiamo ricontrollato lo schema ed il testo originale della « Revue du son »: il primo è identico a quello pubblicato, il secondo è perfettamente corrispondente alla traduzione dell'Ing. P. Postorino, è quindi escluso qualsiasi errore di disegno e di traduzione da parte nostra. Il bilanciamento conseguente dalle variazioni di resistenza di carico anodico e quindi di amplificazione dello stadio precedente il finale, come da Lei prospettato, è ammissibile, ma scarsamente efficiente e per nulla rispondente alla spiegazione data dall'autore dell'articolo.

Siamo perciò propensi a ritenere che nello schema siano stati omessi due resistori fra massa e i nodi dei resistori 4,7 kΩ con 1 kΩ, per ciascuna griglia. Con detti resistori si costituirebbero due divisori della tensione — 7,2 V; spostando il cursore del potenziometro a 500 kΩ si modificherebbe il rapporto fra le resistenze del partitore (quella verso massa rimane fissa) e quindi la tensione di polarizzazione alle griglie verrebbe a variare.

(a. f.)

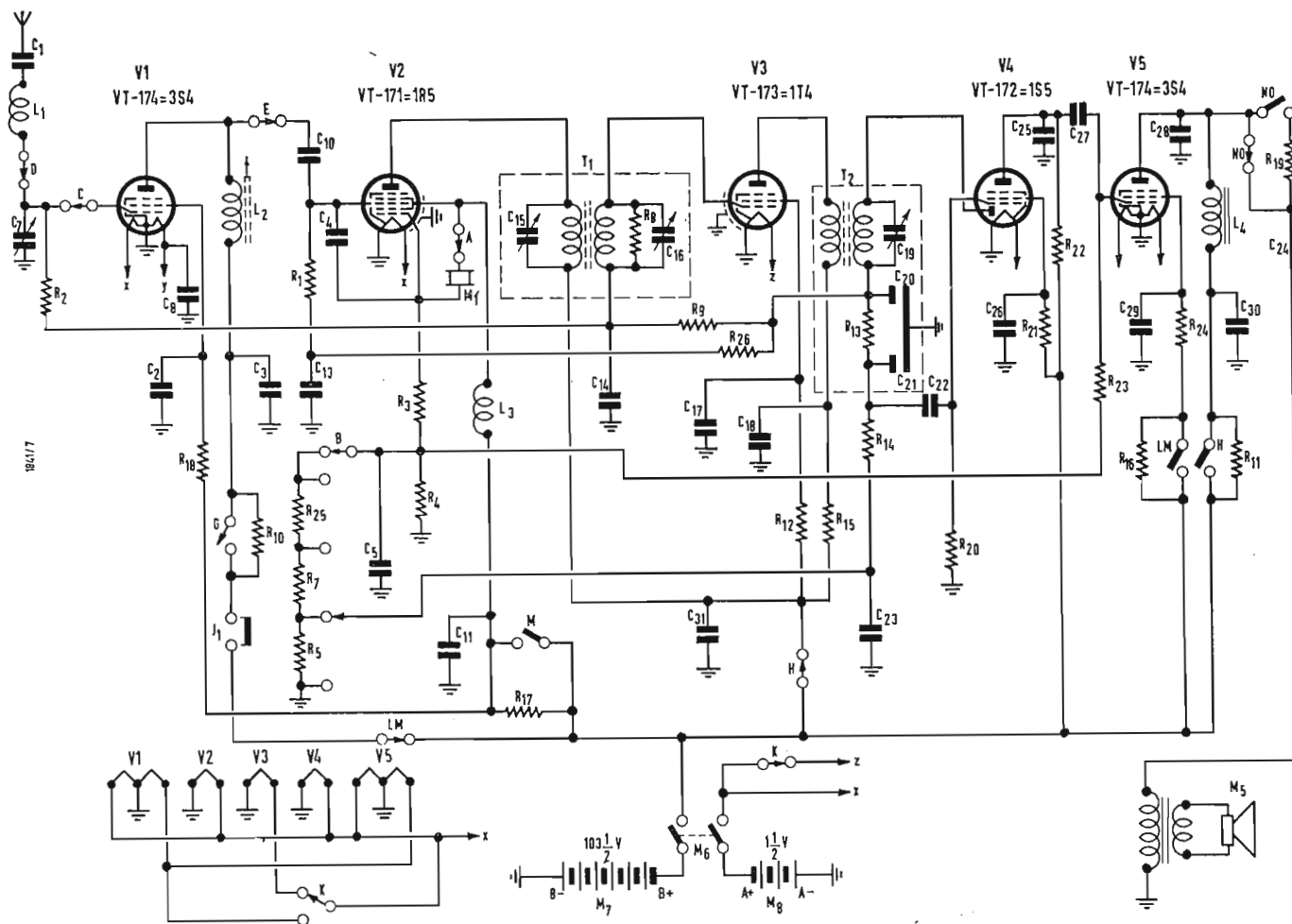



Fig. 1/0369

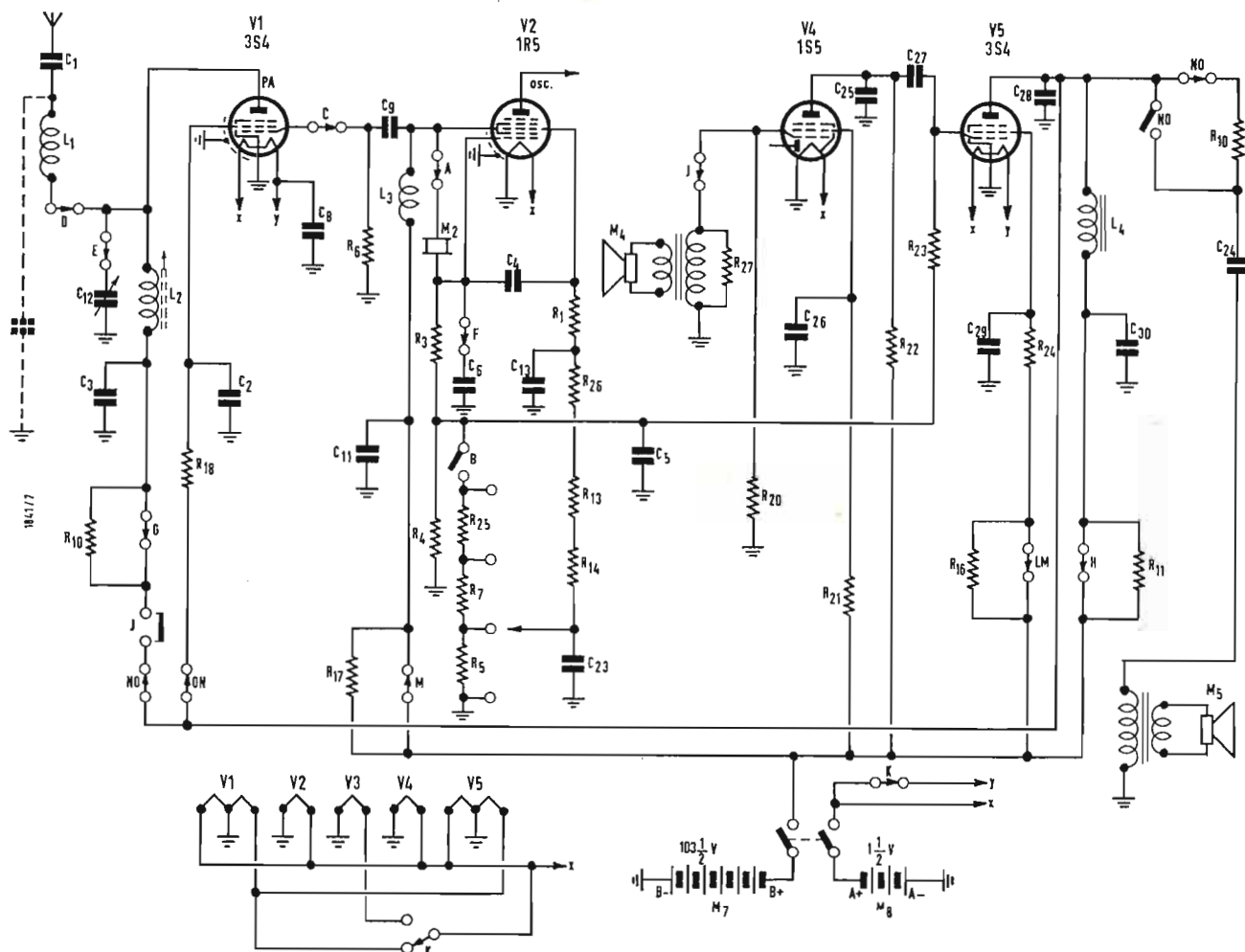



Fig. 2/0369

0369 – ***Richiedenti diversi.***

D. Si richiede lo schema del rice-trasmettitore WALKIE-TALKIE SCR 536. Il rice-trasmettitore SCR 536, che fa parte del surplus USA, è usato per comunicazioni bilaterali a distanze ridotte ed è composto da un ricevitore e da un trasmettitore che coprono la banda compresa fra i 3500 kHz ed i 6000 kHz.

R. Lo schema del ricevitore è visibile in figura 1. Si tratta di una supereterodina a cinque valvole della serie miniatura aventi il seguente compito: $V_1 =$ 3S4 amplificatrice radio frequenza; $V_2 =$ 1R5 oscillatrice-mescolatrice; $V_3 =$ 1T4 stadio a media frequenza 455 kHz pilotato a quarzo; $V_4 =$ 1S5 rivelatrice, preamplificatrice bassa frequenza e CAV; $V_5 =$ 3S4 amplificatrice finale.

Si tratta di una supereterodina di eccellente sensibilità per il fatto che i circuiti ad alta frequenza sono accordati su una gamma di frequenze molto ristretta.

Il trasmettitore il cui schema è riportato in fig. 2 comprende soltanto quattro valvole dato che la 1T4 è esclusa dal circuito.

Il circuito del pilota a cristallo è costituito dalla parte oscillatrice della V_2 (1R5) nel quale il cristallo M_2 è sostituito da M_1. La tensione a radio frequenza fornita dalla valvola oscillatrice è applicata alla griglia dell'amplificatore finale PA, valvola 3S4, ed è inviata al circuito oscillante L_2-C_{12} che è accordato esattamente sulla frequenza di lavoro.

In trasmissione la bobina L_1, insieme al condensatore C_{12}, si comporta esattamente come un filtro in pi greco.

Nel punto *J* è possibile inserire un milliamperometro per la messa a punto dei circuiti di uscita e di antenna.

La modulazione, del tipo placca griglia schermo, avviene tramite il microfono dinamico M_4 Funzioni del commutatore: *A* selettore dei quarzi; *B* unisce il ponte R_5, R_7, R_{25} a R_4 soltanto nella posizione di ricezione; *C* unisce la griglia della V_1 alla linea del CAV in ricezione, e all'uscita della oscillatrice in trasmissione; *D* unisce l'antenna alla griglia o alla placca della V_1; *E* collega la placca della V_1 alla griglia della V_2 oppure al condensatore di sintonia C_{12}; *F* inserisce la resistenza R_{10} oppure la cortocircuita; *H* inserisce R_{11} in serie alla placca della V_5 e toglie l'alta tensione alla valvola V_3; *J* pone il microfono in cortocircuito o lo collega alla griglia della V_4; *K* interrompe l'alimentazione di filamento di meta della V_1 e della V_5 ed applica l'alimentazione sui filamenti quando la V_3 è esclusa dal circuito; *LM* = dispongono la R_{16} in serie alla griglia schermo della V_5 e R_{17} in serie alla griglia schermo della V_1 e della V_2; *NO* collegano l'altoparlante ai capi della bobina L_4 e collegano la valvola del *PA* alla placca della valvola modulatrice.

Valore dei componenti: *condensatori* $C_1 =$ 6000pF carta; $C_2 =$ 5000pF carta; $C_3 =$ 6000pF carta; $C_4 =$ 7pF ceramico; $C_5 =$ 6000pF carta; $C_6 =$ 25pF mica; $C_7 =$ 18-160 pF variabile; $C_8 =$ 10000 pF carta; $C_9 =$ = 25 pF ceramico; $C_{10} =$ 15 pF ceramico; $C_{11} =$ 0,1 µF; $C_{12} =$ 7-140 pF variabile; $C_{13} =$ = 40000 pF carta; $C_{14} =$ 10000 pF carta; $C_{15} = C_{16} =$ 58 pF variabile $C_{17} = C_{18} =$ = 10000 pF carta; $C_{19} =$ 28 pF variabile; $C_{20} =$ 70-100 pF mica; $C_{21} =$ 70-100 pF mica; $C_{22} = C_{23} =$ 6000 pF carta; $C_{24} =$ 2000 pF carta; $C_{25} =$ 250 pF carta; $C_{26} =$ 10000 pF carta; $C_{27} =$ 6000 pF carta; $C_{28} =$ 1000 pF carta; $C_{29} =$ 75000 pF carta; $C_{30} =$ 0,13 µF carta; $C_{31} =$ 10000 pF carta.

Resistenze: $R_1 =$ 1 MΩ; $R_2 =$ 1 MΩ; $R_3 =$ = 56000 Ω; $R_4 =$ 33000 Ω; $R_5 =$ 3300 Ω; $R_6 =$ 470000 Ω; $R_7 =$ 4700 Ω; $R_8 =$ 1 MΩ; $R_9 =$ 4,7 MΩ; $R_{10} =$ 4700 Ω; $R_{11} =$ 33000 Ω; $R_{12} =$ 68000 Ω; $R_{13} =$ 220000 Ω; $R_{14} =$ 1 MΩ; $R_{15} =$ 6800 Ω; $R_{16} =$ 330000 Ω; $R_{17} =$ = 22000 Ω; $R_{18} =$ 220000 Ω; $R_{19} =$ 680000Ω; $R_{20} =$ 10 MΩ; $R_{21} =$ 3,3 MΩ; $R_{22} =$ 1 MΩ; $R_{23} =$ 3,3 MΩ; $R_{24} =$ 3900 Ω; $R_{25} =$ 6800 Ω; $R_{26} =$ 4,7 MΩ; $R_{27} =$ 470000 Ω; $R_{28} =$ 4700Ω; $L_3 =$ 0,5 mH; $L_4 =$ impedenza BF 600-800 Ω/cc.; $M_1 =$ quarzo del ricevitore; $M_2 =$ = quarzo del trasmettitore; $M_4 =$ microfono dinamico; $M_5 =$ elemento per l'ascolto; $M_7 =$ = pila AT103, 5 V; $M_8 =$ pila BT 1,5 V;

Frequenza di accordo in kHz della bobina L_2: $C_{370} =$ 3500-3825; $C_{371} =$ 3825-4225; $C_{372} =$ = 4225-4625; $C_{373} =$ 4625-5075; $C_{274} =$ 5075-5500; $C_{375} =$ 5500-6000;

Frequenza di accordo in kHz della bobina L_1: $C_{358} =$ 3500-3625; $C_{359} =$ 3625-3825; $C_{360} =$ = 3825-4025; $C_{361} =$ 4025-4225; $C_{362} =$ 4225-4425; $C_{363} =$ 4425-4625; $C_{364} =$ 4625-4825; $C_{365} =$ 4825-5075; $C_{366} =$ 5075-5300; $C_{367} =$ = 5300-5500; $C_{368} =$ 5500-5575; $C_{369} =$ 5575-6000;

Potenza in AF 255 mW, tasso di modulazione superiore al 50 %. Consumo 1,4 V 280 mA, 95 V 30 mA.

Ricevitore: consumo 1,4 V 235 mA; 103 V 11 mA; sensibilità 3µV/antenna per un livello di uscita di 20 V. (*P. Soati*)

Fig. 1/370

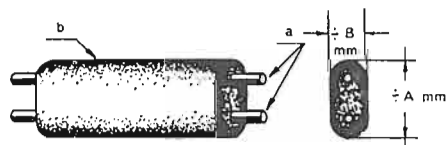
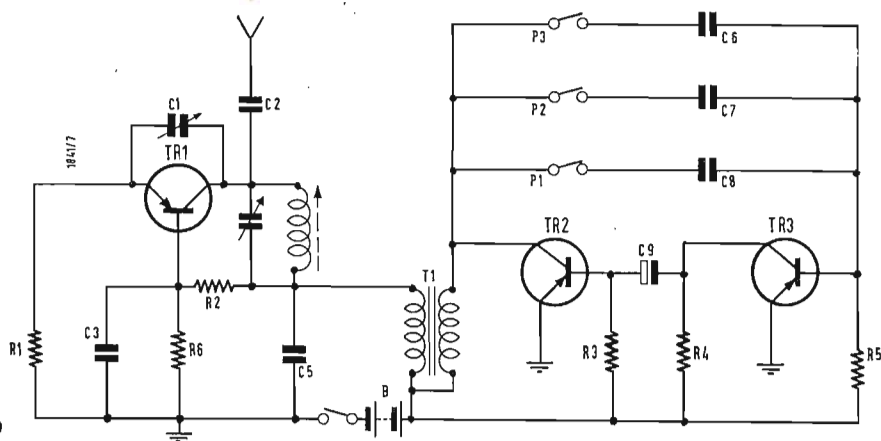



Fig. 1/0371 - a) conduttore in filo di rame rosso a sezione unica. b) isolante cellulare a minima perdita dielettrica (polietilene compatto o cellulare).

0370 – *Sigg. Badaracco S. – Roma, Bosi R. – Parma.*

D. Si desidera la pubblicazione di un semplice trasmettitore transistorizzato per il telecomando, a più canali.

L'apparecchio del quale pubblichiamo lo schema in figura 1 è veramente semplice e può essere montato con facilità essendo il materiale rintracciabile sul mercato italiano (si tratta di una realizzazione GBC). La potenza erogata, piuttosto bassa, è più che sufficiente per il comando di modelli ad una distanza in portata ottica. L'efficienza dipende in modo considerevole dal tipo di antenna usata e dal relativo accordo. L'oscillatore è del tipo libero la qualcosa da luogo ad una modulazione contemporanea in ampiezza ed in frequenza ma ciò non è causa di alcun svantaggio dato che i ricevitori a super reazione rivelano ambedue tali segnali in una banda molto larga. detto oscillatore fa uso di un transistore drift 2G640 (SGS) che per ottenere una maggiore stabilità è messo in circuito con la base alla massa. La reazione si ottiene per innesco fra il collettore e l'emettitore, mediante il compensatore ceramico C_1.

Il modulatore è del tipo a multivibratore e nello stesso si usano due transistori 2G109. Il valore delle frequenze di modulazione è fissato dalla capacità dei tre condensatori C_6, C_7, C_8.

Il cablaggio, specialmente del circuito oscillatore, deve essere particolarmente curato ed agendo in modo che le connessioni siano molto corte specialmente per quanto riguarda le connessioni tra bobina, variabile e transistore ed i relativi compensatori.

Per provare se il circuito oscilla si dovrà escludere il collegamento tra il primario ed il secondario di T_1 ed il negativo della pila in modo da staccare il modulatore. Si collegherà un milliamperometro, disposto per 5 mA fondo scala, in serie al secondario del trasformatore in modo che possa misurare la corrente assorbita dall'oscillatore. Dando tensione e ruotando C_1, si dovrà misurare una corrente di 3 o 4 mA che dovrà scendere a 1 o 1,5 mA se si toccherà con un dito, smorzando l'oscillazione, il collettore del transistore. Non verificandosi tali condizioni vuol dire che l'oscillatore non oscilla a causa di qualche errore di montaggio.

Successivamente si applicherà al trasmettitore uno stilo lungo un metro e cinquanta e si passerà all'ascolto sul ricevitore regolando eventualmente C_4 e L_1 fino ad ottenere la sintonia perfetta fra i due apparecchi. Nel modello realizzato dalla GBC le laminette del selettore vibrano alle frequenze 1000 Hz, 800 Hz, 470 Hz, e per raggiungere tali valori si è dovuto procedere alla messa in parallelo a C_6, C_7, C_8, di altri condensatori fino ad ottenere la capacità di $C_6 = 10 . 320$ pF; $C_7 =$ $= 4800$ pF (diminuito); $C_8 = 2850$ pF.

Naturalmente i richiedenti dovranno procedere in tale senso fino ad ottenere i valori desiderati.

Ecco il valore dei vari componenti da usare: (in parentesi numero catalogo GBC) Condensatori: $C_1 =$ 1-7 pF ceramico (0/2); $C_4 =$ al precedente; $C_2 = 6{,}8$ pF (B/11); $C_3 = 10$ kpF (B/256); $C_5 = 2{,}2$ kpF (B/253); $C_6 = 10$ kpF (B/256); $C_7 = 5$ kpF; $C_8 = 2{,}2$ kpF (B/253); $C_9 = 10\ \mu$F, 25 V (B/361); $R_1 =$ $= 3000\ \Omega$, 1/2; W 10 % (D32); $R_2 = 47000\ \Omega$ 1/2 W 10 % (D32); $R_3 = 270000\ \Omega$ 1/2 W 10 % (D32); $R_4 = 3900\ \Omega$ 1/2 W 10 %; (D32); $R_5 =$ $= 270000\ \Omega$, 1/2 10 % (D32); $R_6 = 4700\Omega$, 1/2 W 10 % (D32). $T_1 =$ trasformatore intertransistoriale (H/333). $P_1 = P_2 = P_3 =$ interruttori a pulsante (G1202). $TR_1 =$ transistore 2G640. $TR_2 = TR_3 =$ 2G109. Batteria 9 V (I/450-1).

Dati per la bobina L_1, su 27 MHz = 15 spire filo smaltato da 65/100 avvolte su un supporto in polistirolo da 10 mm con nucleo svitabile.

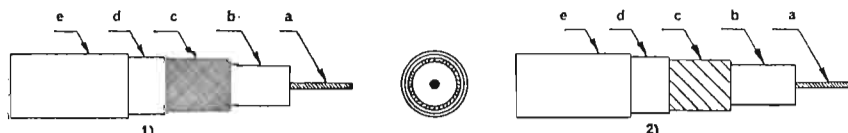
(P. Soati)

0371 – *Sig. Cassamagnago A. - Macherio.*

D. Si richiedono chiarimenti sull'installazione di una antenna UHF.

R. L'argomento relativo l'installazione degli impianti riceventi in UHF è stato ampiamente trattato in questa rubrica.

Per quanto si riferisce al suo caso particolare, dato che ci risulta che nella località in cui lei risiede la ricezione del secondo canale è ottima, riteniamo che le deficienze da lei lamen-

Fig. 2/0371 - a = conduttore in filo di rame rosso sezione piena; b = isolante a minima perdita; c = schermo o treccia in rame rosso, o treccia a nastrini; d = sottile film antimigrante; e = guaina protettiva in materiale sintetico.

tate dipendano esclusivamente da un impianto eseguito in modo poco ortodosso.
Innanzitutto occorre tener presente che la linea di discesa che fa capo all'antenna UHF rappresenta il punto al quale bisogna dedicare la massima attenzione. L'uso della *piattina bifilare normale* (nel suo caso avente addirittura la lunghezza di 20 metri) è senz'altro da escludere. I tipi di linea da usare nelle discese relative le suddette antenne possono essere soltanto le seguenti:
1. Linea bifilare con valore di impedenza 150 Ω, con conduttori in rame rosso pieno, avente il diametro minimo di 10/10 millimetri isolante in polietilene espanso. Valore di attenuazione 14-16 dB per 100 metri a 500 MHz. (vedi fig. 1).
2. Cavo coassiale avente il valore di impedenza di 75 Ω, conduttore in rame rosso pieno avente il diametro minimo di 10/10 di millimetro. Isolante polietilene espanso; treccia schermante a fili elementari o a nastrini di rame avvolti in spirale contrapposta. Rivestimento dello schermo con uno strato di materiale antimigrante e guaina esterna protettiva degli agenti atmosferici. Diametro esterno 7 millimetri. Valore di attenuazione 18-25 dB per 100 metri a 500 MHz a seconda del tipo della calza schermante usata.

L'uso del cavo coassiale, purchè esso risponda ai suddetti requisiti, rappresenta senz'altro la soluzione migliore: infatti lo strato antimigrante evita nel modo più assoluto la penetrazione di umidità per capillarità la qualcosa ha senz'altro un effetto deleterio nella ricezione delle frequenze del tipo UHF (vedi fig. 2).
La linea bifilare presenta rispetto al cavo coassiale una minore attenuazione, e quindi può essere consigliabile in talune zone dove il segnale sia particolarmente debole, a patto peró che essa sia ben isolata lungo tutto il percorso dall'antenna ricevente fino al televisore. Condizione questa che, oltre a risultare più costosa rispetto all'uso del cavo coassiale, è molto difficile da realizzare.
Inoltre non bisogna dimenticare che nella gamma UHF il campo elettromagnetico varia notevolmente anche in punti distanti fra loro frazioni di metro, tanto per spostamenti orizzontali quanto per spostamenti verticali, e perciò la migliore posizione in cui deve essere collocata l'antenna sovente deve essere trovata per tentativi. Dato che lei si occupa della installazione e costruzione delle antenne non dovrebbe fare a meno di uno dei tanti misuratori di campo EM che l'aiuterebbe definitivamente a risolvere anche i più difficili problemi di installazione. (*P. Soati*)

Tipo di isolante	Z ohm	Conduttori mm	Dimensioni A × B mm²	Valori di attenuazione in decibel per 100 m a			
				100MHz	200MHz	500MHz	600MHz
polietilene	150	2 × 12/10	10,5 × 8,5	5	7,4	11,5	12,5
cellulare	240 ÷ 300	2 × 10/10	10,5 × 8,5	4,7	6,8	10,5	11,5

0372 – *Sig. Bonaiuti R. – Prato.*

D. Sono richieste le caratteristiche e lo schema del rice-trasmettitore tedesco FUNSPRECH F.
R. Lo schema e le caratteristiche dell'apparecchio del surplus FUNSPRECH F. sono state pubblicate in questa stessa rubrica (*l'antenna*, gennaio 1961, n. 1).
Se tale numero è disponibile le verrà senz'altro spedito dal nostro ufficio amministrativo. (*P. Soati*)

0373 - *Sig. Geroti P. - Roma*

D. Sono richieste alcune delucidazioni su alcuni volumi volumi editi dalla Editrice il Rostro e sul significato di qualche abbreviazione.
R. Il volume « *Radiotecnica per il laboratorio* » del Callegari non è altro che la trattazione organica delle nozioni che è opportuno conoscere per progettare e calcolare i circuiti elettrici ed i relativi organi. La prima parte è dedicata ad alcuni indispensabili richiami di fisica e di matematica, la parte seconda tratta gli elementi di elettrotecnica, la parte terza esamina ampiamente tutto ciò che si riferisce alla radiotecnica vera e propria ed infine nella parte quarta sono riportati numerosi dati di ogni genere, abaci e nomogrammi. Molto utile potra essere, per la sua preparazione professionale, il volume del Favilla relativo la messa a punto dei ricevitori TV, mentre l'elenco delle abbreviazioni che le interessano lo troverà nel volume «*Le Radiocomunicazioni*» del Soati. (*P. Soati*)

0374 - *Sig. Moscatiello N. - Como*

D. Si richiede lo schema di un apparecchiatura per la rivelazione di metalli.
R. Molto probabilmente la sua richiesta alla ditta *Cinque Radio* di Parigi sarà andata smarrita quindi le consigliamo di ripeterla. Per quanto concerne l'apparecchiatura adatta per la ricerca di metalli tenga presente che nel n° 8 del 1960 di questa rivista, e nella rubrica a colloquio con i lettori, è stato descritto un apparecchio del tutto simile a quello che le interessa. Un apparecchiatura similare, ma più modesta è stata descritta nel n° 4 del 1959, essa infatti prevedeva l'uso di un solo transistore.
Può richiedere tali numeri all'ufficio amministrativo che se disponibili li invierà contrassegno. (*P. Soati*)

0375 – *Sig. Bignamini F. – Bergamo.*

D. Informazioni relative la pubblicazione di uno schema del televisore Siemens SM 1707.
R. Le note di servizio relative il televisore Siemens SM 1707 non sono state pubblicate su questa rivista. Invece nella 4ª serie - 1957 - dello SCHEMARIO TV è stato pubblicato il relativo schema.
Nella 6ª serie - 1958 dello stesso schemario è stato pubblicato lo schema del televisore Siemens SM 1707, seconda serie di produzione.
Il prezzo di ogni volume dello schemario, che è edito dalla editrice IL ROSTRO è di lire 3000 ciascuno. La spedizione, dietro richiesta, potrà essere fatta anche in contrassegno. (*P. Soati*)

SCHEMA DELLE COMMUTAZIONI	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	REGOLAZIONE TONI	27	28
FM	X	X		X	X			X		X		X	X		X		X	X		X		X			BASSI MAX.		
OM			X			X	X		X		X			X	X	X			X	X		X			BASSI MIN.		X
OC	X	X		X	X		X	X			X			X	X	X			X	X		X			ALTI MAX.		
FONO	X	X		X	X		X	X			X			X		X			X		X	X			ALTI MIN.	X	
TV CAN. B	X	X		X	X			X		X		X	X		X		X	X		X		X	X	X			

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM, MINERVA, Mod. 616/1 Bolzano - 616/4 Garda